

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2005年8月11日 (11.08.2005)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2005/074131 A1

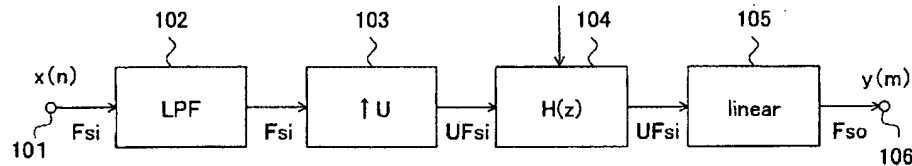
- (51) 国際特許分類⁷: H03H 17/00, 17/06, G10L 13/00, 19/00
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2005/000515
- (22) 国際出願日: 2005年1月18日 (18.01.2005)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ: 特願2004-022777 2004年1月30日 (30.01.2004) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 茂木 幸彦 (MOGI, Yukihiko) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 佐藤 隆久 (SATO, Takahisa); 〒1110052 東京都台東区柳橋2丁目4番2号 創造国際特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG,

[続葉有]

(54) Title: SAMPLING RATE CONVERSION DEVICE AND METHOD, AND AUDIO DEVICE

(54) 発明の名称: サンプルングレート変換装置およびその方法、並びに、オーディオ装置

100

 $F_{so} < F_{si}$

(57) Abstract: There is provided a sampling rate conversion device capable of obtaining an amplitude characteristic passing through an arbitrary frequency and realizing a highly-accurate conversion not depending on the cut-off frequency. The sampling rate conversion device includes: an up-sampler (103) for inserting $(U - 1)$ zero points between signals and increasing the sampling frequency F_{si} by U ; a convolution calculation unit (104) having a FIR filter for interpolating a value by convolution for the output signal of the up-sampler; and a linear interpolation block (105) for selecting samples at two points from the output signal of the convolution calculation unit (104) of the sampling frequency UF_{si} and calculating the value of the necessary position from the linear interpolation. The FIR filter has a filter coefficient which is an impulse response. A transmission function $H(z)$ is correlated to a transmission function $Z(z)$ of the pre-filter. The filter coefficient is correlated to the frequency response of the pre-filter and set by performing weighted approximation for a desired characteristic.

(57) 要約: 任意の周波数を通過するような振幅特性を得ることができ、カットオフ周波数に依存せずに高精度な変換を実現できるサンプルングレート変換装置であって、各信号間に $(U - 1)$ 個の零点を挿入し、サンプルング周波数 F_{si} を U 倍に上げるアップサンブラ 103 と、FIR フィルタを含みアップサンブラの出力信号に対して畳み込みで値を補間する畳み込み演算部 104 と、サンプルング周波数 UF_{si} の畳み込み演算部 104 の出力信号から 2 点のサンプルを選出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロック 105 とを有し、FIR フィルタは、インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられ、フィルタ係数が、プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されている。

WO 2005/074131 A1



SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ,
VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML,
MR, NE, SN, TD, TG).

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護
が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA,
SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ,
BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE,
BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU,
IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

サンプリングレート変換装置およびその方法、並びに、オーディオ装置
技術分野

- [0001] 本発明は、たとえば音声(オーディオ)のサンプリング周波数の変換や画像の画枠の拡大や縮小の解像度変換に適用可能なサンプリングレート変換装置およびその方法、並びに、オーディオ装置に関するものである。

背景技術

- [0002] 音声や画像のデジタル信号処理では、フィルタ処理がよく使われる。そのフィルタ処理に使われるフィルタは、有限のタップ数で直線位相を持つという特徴から直線位相FIR(Finite Impulse Response;有限インパルス応答)フィルタがよく利用される。
- [0003] 図1は、直線位相FIRフィルタのトランスバーサル型回路構成を示す図である。
この直線位相FIRフィルタ1は、図1に示すように、入力端子TINに対して縦続接続されシフトレジスタを構成する $(n-1)$ 個の遅延器 $2-1 \sim 2-n-1$ と、入力端子TINに入力された信号および各遅延器 $2-1 \sim 2-n-1$ の出力信号に対してそれぞれフィルタ係数 $h(0) \sim h(n-1)$ を乗算する n 個の乗算器 $3-1 \sim 3-n$ と、 n 個の乗算器 $3-1 \sim 3-n$ の出力信号を加算し出力端子TOUTに出力する加算器4により構成される。
- [0004] このような直線位相FIRフィルタの代表的な設計法としては、たとえばParks, T.W. and McClellan, J.H. らが直線位相FIRフィルタに適用したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムが知られている(たとえば非特許文献1 参照)。
- [0005] レムズ交換アルゴリズムは、所望の振幅特性に対して重みつき近似誤差が等リプルな形になるように近似するアルゴリズムである。
- [0006] ところで、直線位相FIRフィルタを用いたフィルタ処理の応用にサンプリングレート変換を利用した画像の解像度変換や音声のサンプリング周波数の変換がある。
たとえば解像度変換では、インタポレータ(補間器)とデシメータ(間引き器)と直線位相FIRフィルタを要素技術とするマルチレートフィルタを使用する(たとえば非特許文献2 参照)。
- [0007] マルチレートフィルタでは、一般に直線位相FIRフィルタをインタポレータに合わせ

てポリフェーズ分解して使用する。インタポレータとデシメータは共に周期的時不変システムであり、時不変システムとは異なる特性を持つ。

そのインタポレータの周期的時不変性が原因で、画像の解像度変換ではチェス盤歪みと呼ばれる格子上の歪みが起きてしまう。

[0008] そこで、原田、貴家は、チェス盤歪みを回避する条件をフィルタの零点配置から考察した(非特許文献3参照)。

[0009] チェス盤歪みを伴わないマルチレートフィルタの伝達関数 $H(z)$ は、何らかの方法で設計された直線位相FIRフィルタ(以後、イコライザと呼ぶ)の伝達関数 $K(z)$ に、あとからチェス盤歪みを回避するため零点の伝達関数 $Z(z)$ を乗算することによって求められる。

[0010] (数1)

$$H(z) = Z(z) \cdot K(z) \quad \dots (1)$$

[0011] (数2)

$$Z(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(U-1)} \quad \dots (2)$$

[0012] ここで、チェス盤歪みを回避するための零点の伝達関数 $Z(z)$ のように、あらかじめ固定されている直線位相FIRフィルタをプリフィルタと呼ぶことにする。

[0013] 図2A～2Cに、レムズ交換アルゴリズムで設計したイコライザにプリフィルタを乗算してチェス盤歪みを回避したマルチレートフィルタの周波数応答と重みつき近似誤差の一例を示す。

非特許文献1: Parks, T.W. and McClellan, J.H.: "Chebyshev Approximation for Nonrecursive Digital Filters with Linear Phase", IEEE Trans. Circuit Theory, CT-19, 2, pp.189-194, 1972、およびRabiner, L.R., McClellan, J.H. and Parks, T.W.: "FIR Digital Filter Design Techniques Using Weighted Chebyshev Approximation", Proc. IEEE, Vol 63, April, pp.595-610, 1975

非特許文献2: 貴家仁志著, 「マルチレート信号処理」, 昭晃堂, 1997

非特許文献3: 原田康裕、貴家仁志: "チェス盤歪みを伴わないマルチレートフィルタとその零点配置について", 信学技法CAS96-78, pp1-6, 1997-01

発明の開示

発明が解決しようとする課題

- [0014] しかし、上記の方法によるチェス盤歪みの回避方法には次のような不利益がある。
- すなわち、従来方法で設計された伝達関数 $H(z)$ のマルチレートフィルタは、図2Cに示すように、レムズ交換アルゴリズムで設計した重みつき近似誤差の等リプルが崩れてしまう。
- また、従来方法で設計されたマルチレートフィルタは、図2Bに示すように、通過域の利得が一定値ではなく、右端が減衰している。
- [0015] このようなフィルタを使って解像度変換を行うと、画像の輪郭がぼけてしまい、画質に影響する。同様に、このようなフィルタを使って音声のサンプリング周波数の変換を行うと、高周波成分が減衰して精度の高い音声再生を行うことができない。
- この通過域の減衰は、フィルタ係数を増やしても回避することはできない。
- [0016] また、直線位相FIRフィルタの設計仕様で、周波数 $\omega=0$ のとき直流利得を1にしなければならぬ場合がある。
- しかしながら、レムズ交換アルゴリズムでは、図3A～3Cに示すように、指定した任意の周波数点を通過するような振幅特性を得ることができない。
- [0017] また、図4に、従来のマルチレート信号処理の理論に基づいたサンプリングレート変換器の構成例を示す。
- 図4のサンプリングレート変換器10は、アップサンプラ11、FIRフィルタ12、ダウンサンプラ13を有している。
- また、図4において、 U および D は互いに素な正整数であり、 $H(z)$ はFIRフィルタの伝達関数を示している。また、上向きの矢印は各信号間に $(U-1)$ 個の零点を挿入するアップサンプラ、下向き矢印は信号を D 個間隔で間引くダウンサンプラを示している。
- [0018] 図4のサンプリングレート変換器10は、アップサンプラ11により信号のサンプリングレートを U 倍に上げ、FIRフィルタ12を用いて帯域制限を行い、最後にダウンサンプラ13によりサンプリングレートを $1/D$ に下げる動作をする。
- これにより、サンプリングレートを U/D 倍に変換することができる。このFIRフィルタのカットオフ周波数は次のようになる。

[0019] (数3)

$$\omega_c = \pi / \max U, D \quad \dots (3)$$

[0020] たとえば44.1kHzからの、または、44.1kHzへのサンプリングレート変換を図4に示すような従来のマルチレート信号処理の理論に基づいて実現するためには、低域通過フィルタであるFIRフィルタ2のカットオフ周波数が極端に厳しいフィルタを用意しなければならない。

一般に、以下に示すように、このようなフィルタは非常に多くのタップ数が必要であり、実現自体も非常に難しい。

[0021] ・ 44.1kHzから48kHz へ、

Up = 160, Down = 147、

カットオフ周波数 $\pi/160$ 。

・ 44.1kHzから32kHz へ、

Up = 320, Down = 441、

カットオフ周波数 $\pi/441$ 。

・ 44.1kHzから24kHz へ、

Up = 80, Down = 147、

カットオフ周波数 $\pi/147$ 。

・ 48kHzから44.1kHz へ、

Up = 147, Down = 160、

カットオフ周波数 $\pi/160$ 。

・ 32kHzから44.1kHz へ、

Up = 441, Down = 320、

カットオフ周波数 $\pi/441$ 。

・ 24kHzから44.1kHz へ、

Up = 147, Down = 80、

カットオフ周波数 $\pi/147$ 。

[0022] 本発明は、かかる事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、重みつき近似誤差の等リプルが崩れてしまうことがなく、また、通過域の利得を略一定値に保持でき、

さらに任意の周波数を通過するような振幅特性を得ることができ、高精度な変換を実現できるサンプリングレート変換装置およびその方法、並びに、オーディオ装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

- [0023] 上記目的を達成するため、本発明の第1の観点に係るサンプリングレート変換装置は、サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入し、サンプリング周波数を U 倍にするアップサンプラと、FIRフィルタを含み、上記アップサンプラの出力信号に対して所定の畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、上記畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、を有し、上記畳み込み演算部のFIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数が、通過させたい周波数、および／または、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されている。
- [0024] 本発明の第2の観点に係るサンプリングレート変換装置は、所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う複数の畳み込み演算部と、対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする複数のアップサンプラと、上記複数のアップサンプラの出力信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する加算手段と、上記加算手段による信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、を有し、上記FIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数が、通過させたい周波数、および／または、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである。
- [0025] 本発明の第3の観点に係るサンプリングレート変換装置は、所定のFIRフィルタをポ

リフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択するためのセレクトと、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、を有し、上記FIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数が、通過させたい周波数、および／または、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである。

[0026] 本発明の第4の観点に係るサンプリングレート変換方法は、サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍する第1ステップと、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタを含む畳み込み演算部により、サンプリング周波数を U 倍された信号に対して所定の畳み込み演算を行う第2ステップと、上記演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第3ステップと、を有し、上記FIRフィルタのフィルタ係数を、通過させたい周波数、および／または、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する。

[0027] 本発明の第5の観点に係るサンプリングレート変換方法は、所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含む複数の畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第1ステップと、対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする第2ステップと、上記サンプリング周波数が U 倍された複数の信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する第3ステップと、上記第3ステップによる信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第4ステップと、を有し、上記FIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数と

なっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数を、通過させたい周波数、および／または、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する。

[0028] 本発明の第6の観点に係るサンプリングレート変換方法は、出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択する第1ステップと、所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含む畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第2ステップと、を有し、上記FIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数を、通過させたい周波数、および／または、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する。

[0029] 本発明の第7の観点は、サンプリングレート変換装置を含むオーディオ装置であって、上記サンプリングレート変換装置は、サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にするアップサンブラと、FIRフィルタを含み、上記アップサンブラの出力信号に対して所定の畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、上記畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、を有し、上記畳み込み演算部のFIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および／または上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されている。

[0030] 本発明の第8の観点は、サンプリングレート変換装置を含むオーディオ装置であって、上記サンプリングレート変換装置は、所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解され

たポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う複数の畳み込み演算部と、対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする複数のアップサンブラと、上記複数のアップサンブラの出力信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する加算手段と、上記加算手段による信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、を有し、上記FIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および／または上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである。

[0031] 本発明の第9の観点は、サンプリングレート変換装置を含むオーディオ装置であって、上記サンプリングレート変換装置は、所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択するセクタと、を有し、上記FIRフィルタは、インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および／または上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである。

[0032] 本発明によれば、たとえばFIRフィルタが設計される。たとえば初期設定により、直線位相FIRフィルタの設定、バンドの設定、プリフィルタの係数の設定、通過させたい任意の周波数点の入力、初期極値点の設定が行われる。

次に、現在の極値点と通過させたい周波数点から振幅特性を補間する補間多項式が生成される。

次に、生成した補間多項式から求められた振幅特性から新しい極値点が決定される。

る。

これらが繰り返されて、たとえば極値の位置が所望の範囲内に近似されたか否かが判断される。

そして、近似された振幅特性からフィルタ係数が求められる。

このように、係数が設定されているFIRフィルタは、重みつき近似誤差が等リプルになり、また、通過域の利得が一定値に保たれる。

また、指定した周波数点を通過することができる。

[0033] そして、アップサンブラにおいて、サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍する。

次に、上記のように設計されたFIRフィルタを含む畳み込み演算部により、サンプリング周波数を U 倍された信号に対して所定の畳み込み演算を行う。

次に、畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める。

発明の効果

[0034] 本発明によれば、カットオフ周波数が厳しいサンプリングレート変換が可能である。

また、チェス盤ひずみを回避可能である。

また、任意のプリフィルタを考慮でき、任意の周波数点を通過可能である。

また、演算量を必要最小限に抑えることが可能で、処理速度の向上を図ることができる。

図面の簡単な説明

[0035] [図1]図1はFIRフィルタのトランスバーサル型回路構成を示す図である。

[図2]図2A～2Cは従来方法におけるチェス盤歪みを回避した周波数応答と重みつき近似誤差の一例を示す図である。

[図3]図3A～3Cは従来方法における周波数応答と利得1付近の拡大図である。

[図4]図4は一般的なサンプリングレート変換装置の構成例を示す図である。

[図5]図5は本発明に係るサンプリングレート変換装置の第1の実施形態を示す構成図である。

[図6]図6は本実施形態に係る線形補間ブロックの線形補間処理を概念的に示す図

である。

[図7]図7は本実施形態に係る線形補間ブロックの線形補間処理により必要な位置の値を求める処理を概念的に示す図である。

[図8]図8A～8DはFIRフィルタが直線位相を持つ4つの場合のインパルス応答を示す図である。

[図9]図9は直線位相FIRフィルタの4つの場合に対する $Q(e^{j\omega})$ と R を示す図である。

[図10]図10は重みつきチェビシェフ近似の例を示す図である。

[図11]図11は本発明に係るプリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換アルゴリズムのフローチャートである。

[図12]図12A～12Cは重みつき近似誤差 $E(e^{j\omega})$ の新しい極値の決定法を説明するための図である。

[図13]図13A～13Dは本発明の任意の周波数点を指定したときの周波数応答とその拡大図を示す図である。

[図14]図14は本発明に係るサンプリングレート変換装置の第2の実施形態を示す構成図である。

[図15]図15は本発明に係るサンプリングレート変換装置の第3の実施形態を示す構成図である。

[図16]図16は本発明に係るサンプリングレート変換装置の第4の実施形態を示す構成図である。

[図17]図17は本発明に係るサンプリングレート変換装置の第5の実施形態を概念的に示す図である。

[図18]図18は図17の概念的に示すサンプリングレート変換装置を、より具体的に示す図である。

[図19]図19は線形補間ブロックで使用する変数について説明するための図である。

[図20]図20Aおよび20BはMasterCountを具体的に説明するための図である。

[図21]図21は本発明に係るサンプリングレート変換装置の第6の実施形態を概念的に示す図である。

[図22]図22は図21の概念的に示すサンプリングレート変換装置を、より具体的に示す図である。

[図23]図23は本実施形態に係るサンプリングレート変換装置の第1の実装法を説明するためのフローチャートである。

[図24]図24は本実施形態に係るサンプリングレート変換装置の第2の実装法を説明するためのフローチャートである。

[図25]図25は本発明に係るサンプリングレート変換装置を採用したオーディオ装置の構成例を示すブロック図である。

符号の説明

- [0036] 1…直線位相FIRフィルタ、2-1〜2-n-1…遅延器、3-1〜3-n…乗算器、4…加算器、 $h(0) \sim h(n-1)$ …フィルタ係数、TIN…入力端子、TOUT…出力端子、100, 100A…サンプリングレート変換装置、101…入力端子、102…LPF、103…アップサンプラ、104…畳み込み演算部、105…線形補間ブロック、106…出力端子、200, 200A〜200E…サンプリングレート変換装置、201…入力端子、202…LPF、203-1〜203-U…畳み込み演算部、204-1〜204-U…アップサンプラ、205-1〜205-U-1…遅延器、206-1〜206-U-1…加算器、207…ダウンサンプラ、208…出力端子、209…LPF、210…セクタ、211…入力端子、212…FIRフィルタ設計部、213…第1メモリ、214…LPFの畳み込み演算部、215…第2メモリ、216…入力バッファ、217…畳み込み演算部、218…カウンタ制御部、219…線形補間演算部、220…出力端子、230…セクタ、231…入力端子、232…FIRフィルタ設計部、233…第1メモリ、234…入力バッファ、235…畳み込み演算部、236…カウンタ制御部、237…線形補間演算部、238…LPFの畳み込み演算部、239…第2メモリ、240…出力端子、300…オーディオ装置、301…入力端子、302…LR分離回路(DSB)、303…サンプリングレート変換装置(SRC)、304…アッテネータ(ATT)、305…ミュート回路(MUTE)、306…出力端子。

発明を実施するための最良の形態

[0037] 以下、本発明の好適な実施形態を添付図面に関連付けて詳細に説明する。

[0038] <第1実施形態>

図5は、本発明に係るサンプリングレート変換装置の第1の実施形態を示す構成図である。

図5において、UおよびDは互いに素な正整数であり、 $H(z)$ はFIRフィルタの伝達関数を示している。また、上向きの矢印は各信号間に $(U-1)$ 個の零点を挿入するアップサンプラを示している。

さらに、 F_{si} は入力のスAMPLING周波数を、 F_{so} は出力のスAMPLING周波数をそれぞれ示しており、本第1の実施形態は $F_{so} < F_{si}$ の場合の構成例を示している。

[0039] すなわち、本サンプリグレート変換装置100は、図5に示すように、入力端子101、ローパスフィルタ(LPF)102、アップサンプラ103、畳み込み演算部104、線形補間ブロック(linear)105、および出力端子106を有している。

[0040] 入力端子101には、サンプリグ周波数 F_{si} のサンプル信号 $x(n)$ が入力される。

[0041] LPF102は、入力のスAMPLING周波数 F_{si} が出力のスAMPLING周波数 F_{so} が高い場合には、エイリアジング成分が発生し折り返しが生じることから、入力端子101から入力されたサンプリグ周波数 F_{si} のサンプル信号 $x(n)$ から折り返しの発生を防止(抑止)して、アップサンプラ103に出力する。

[0042] アップサンプラ103は、入力端子101から入力され、LPF102を介したサンプリグ周波数 F_{si} のサンプルデータ $x(n)$ を受けて、 $U-1$ の零点を挿入(補間)し、サンプリグ周波数 F_{si} を U 倍に上げ(オーバーサンプリグし)、サンプリグ周波数 UF_{si} のサンプル信号を畳み込み演算部104に出力する。

[0043] 畳み込み演算部104は、後述するレムズ交換アルゴリズムに基づいて設計されたFIRフィルタを含み、次式で示す畳み込み演算を行い(帯域制限を行い)、演算結果を次段の線形補間ブロック105に出力する。畳み込み演算部104は、カットオフ周波数が $1/U$ の低域通過フィルタ(伝達関数 $H(z)$)の畳み込みで値を補間する。

[0044] [数4]

$$y(n') = \sum_{i=0}^{\infty} h(i)x(n'-i) \quad (4)$$

[0045] ここで、 $h(n)$ はFIRフィルタのインパルス応答であり、畳み込みの出力(ダウンサンプラ前)は、入力はアップサンプラで零点を挿入されたサンプルである。

[0046] 線形補間ブロック105は、図6および図7に示すように、サンプリグ周波数 UF_{si} の畳み込み演算部104の出力信号から2点のサンプルを選び出し、次式のように、必

要な位置の値を線形補間から求め(図7)、サンプル信号 $y(m)$ として出力端子106から出力する。

[0047] (数5)

$$y(m) = \alpha \times \text{In A} + \beta \times \text{In B}$$

$$\beta = 1 - \alpha \quad \dots (5)$$

[0048] 以下に、畳み込み演算部104のFIRフィルタの設計方法について詳述する。

[0049] 本実施形態に係る直線位相FIRフィルタは、等価的にはたとえば図1に示すようなトランスバーサル型回路構成をとることが可能である。

ただし、フィルタ係数 $h(n)$ は、以下に詳述するように、レムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを拡張し、通過させたい周波数点を指定でき、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮した上で所望の振幅特性をチェビシェフ近似し、近似された振幅特性から求められる。

[0050] 以下、本発明に係る直線位相FIRフィルタの係数設定の具体的な方法について、図面に関連付けて順を追って説明する。

[0051] 式(6)のように、 N タップの直線位相FIRフィルタの伝達関数 $H(z)$ は、プリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ とイコライザの伝達関数 $K(z)$ の積から成り立つようなフィルタである。

[0052] (数6)

$$H(z) = Z(z) \cdot K(z) \quad \dots (6)$$

[0053] ここで、プリフィルタとイコライザは、それぞれ U タップ、 $N-(U-1)$ タップの直線位相FIRフィルタであり、プリフィルタの伝達関数はあらかじめ与えられているものとする。

また、周波数領域で N_p 個の任意の周波数点を通過させる。したがって、ここでの伝達関数 $H(z)$ のフィルタ設計とは、指定した任意の周波数点を通過し、かつ、振幅特性 $H(e^{j\omega})$ を所望の振幅特性 $D(e^{j\omega})$ に近づけるように、 $N-(U-1)$ タップのイコライザの伝達関数 $K(z)$ を決定することである。

[0054] 伝達関数 $K(z)$ のイコライザに割り当てられるタップ数を $L=N-(U-1)$ とおく。

直線位相FIRフィルタの伝達関数 $K(z)$ は、図8A～8Dに示すように、直線位相を持つために4つの場合に分類される。

具体的には、図8Aに示す奇数タップ、偶対称の場合1、図8Bに示す偶数タップ、偶対称の場合2、図8Cに示す奇数タップ、奇対称の場合3、および図8Dに示す偶数タップ、奇対称の場合4の4つ場合に分類される。

[0055] そして、その振幅特性関数 $K(e^{j\omega})$ を場合1はそのままにして、場合2〜4を次のように書き直す。

[0056] [数7]

$$\text{場合1: } \sum_{n=0}^{(L-1)/2} a(n) \cos(n\omega) \quad (7-1)$$

$$\begin{aligned} \text{場合2: } & \sum_{n=1}^{L/2} b(n) \cos\left\{\left(n-\frac{1}{2}\right)\omega\right\} \\ & = \cos\left(\frac{\omega}{2}\right) \sum_{n=0}^{L/2-1} \tilde{b}(n) \cos(n\omega) \end{aligned} \quad (7-2)$$

$$\begin{aligned} \text{場合3: } & \sum_{n=1}^{(L-1)/2} c(n) \sin(n\omega) \\ & = \sin(\omega) \sum_{n=0}^{(L-3)/2} \tilde{c}(n) \cos(n\omega) \end{aligned} \quad (7-3)$$

$$\begin{aligned} \text{場合4: } & \sum_{n=1}^{L/2} d(n) \sin\left\{\left(n-\frac{1}{2}\right)\omega\right\} \\ & = \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \sum_{n=0}^{L/2-1} \tilde{d}(n) \cos(n\omega) \end{aligned} \quad (7-4)$$

[0057] すなわち、振幅特性関数 $K(e^{j\omega})$ は、図9に示した固定パラメータの関数 $Q(e^{j\omega})$ と設計パラメータを含む余弦級数 $P(e^{j\omega})$ との積で表される。以後、各式(7-1)〜(式7-4)の和の上限を $R-1+2 \times N_p$ と表すことにする。すなわち、 R は図9のように計算される。また、 $a(n)$; $b(n)$; $c(n)$; $d(n)$ を $p(n)$ と総称する。

[0058] 所望の振幅特性 $D(e^{j\omega})$ とし、各周波数に対する重みを $W(e^{j\omega})$ とすると、重みつき近似誤差は次のように定義される。

[0059] [数8]

$$E(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega}) \{D(e^{j\omega}) - H(e^{j\omega})\} \quad (8)$$

[0060] [数9]

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= K(e^{j\omega}) \cdot Z(e^{j\omega}) \\ &= Q(e^{j\omega}) \cdot P(e^{j\omega}) \cdot Z(e^{j\omega}) \end{aligned} \quad (9)$$

[0061] 式(8)に式(9)を代入すると次のようになる。

[0062] [数10]

$$E(e^{j\omega}) = \hat{W}(e^{j\omega}) \{ \hat{D}(e^{j\omega}) - P(e^{j\omega}) \} \quad (10)$$

[0063] ただし、 $\hat{W}(e^{j\omega})$ 、 $\hat{D}(e^{j\omega})$ は下記のようにとする。

[0064] [数11]

$$\hat{W}(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega}) \cdot Q(e^{j\omega}) \cdot Z(e^{j\omega}) \quad (11)$$

[0065] [数12]

$$\hat{D}(e^{j\omega}) = \frac{D(e^{j\omega})}{Q(e^{j\omega}) \cdot Z(e^{j\omega})} \quad (12)$$

[0066] 式(10)は、場合1～場合4の4つの場合の直線位相FIRフィルタの重みつき近似誤差を表している。

重みつきチェビシェフ近似問題は、式(8)において指定周波数帯域内での $|E(e^{j\omega})|$ の最大値を最小にするような式(7-1)～(7-4)の $a(n)$ 、 $b(n)$ 、 $c(n)$ 、 $d(n)$ を決定することである。

[0067] 以下、具体例に関連付けて説明する。

ここでは、下記および図10に示すように、振幅特性 $D(e^{j\omega})$ を定義する。

[0068] [数13]

$$\begin{aligned} D(e^{j\omega}) &= 1 \quad (\text{誤差} \pm \delta_1 \text{ 以内, } 0 < \omega < \omega_p) \\ D(e^{j\omega}) &= 0 \quad (\text{誤差} \pm \delta_2 \text{ 以内, } \omega_s < \omega < \pi) \end{aligned} \quad (13)$$

[0069] ただし、 R が与えられると、 δ_1 、 δ_2 の値は任意に指定できないが、その比率を指定することができる。

$W(e^{j\omega})$ は通過域では一定値 W_1 、阻止域では W_2 とし、 $W_1 \delta_1 = W_2 \delta_2$ が成立するように選ぶ。たとえば、 $W_1 = 1$ 、 $W_2 = \delta_1 / \delta_2$ と選ぶ。このとき、次の交番定

理が成り立つ。

[0070] <定理>

(R-1)次の余弦級数 $P(e^{j\omega})$ が ω の区間 $(0, \pi)$ で目的特性に対する最良重みつきチェビシェフ近似であるための必要十分条件は、

(1) $E(e^{j\omega})$ は区間 $(0, \pi)$ で少なくとも $(R+1)$ 回、極値をとること。そのときの極値をとる周波数を $\omega_0 < \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_{R-1} < \omega_R$ とする。

(2) 隣り合う極値の符号は異なり、かつすべての極値の絶対値は等しいこと。すなわち、次の条件を満足する。

[0071] [数14]

$$\begin{aligned} E(e^{j\omega_i}) \cdot E(e^{j\omega_{i+1}}) &< 0 \quad (i=0, 1, \dots, R-1) \\ |E(e^{j\omega_i})| &= |E(e^{j\omega_{i+1}})| \quad (i=0, 1, \dots, R-1) \end{aligned} \quad (14)$$

[0072] したがって、 $|E(e^{j\omega_i})|$ は区間内での $|E(e^{j\omega})|$ の最大値に等しい。

[0073] 最良なチェビシェフ近似を得る手法に交番定理に基づいたレムズ交換アルゴリズム(Remez Exchange Algorithm)がある(Rabiner, L.R., McClellan, J.H. and Parks, T.W.: "FIR Digital Filter Design Techniques Using Weighted Chebyshev Approximation", Proc. IEEE, Vol 63, April, pp.595-610, 1975 参照)。

レムズ交換アルゴリズムは、周波数領域で所望の振幅特性をチェビシェフ近似し、近似された振幅特性から直線位相FIRフィルタの係数を求めるものである。

[0074] 図11は、本発明に係る任意の周波数点を通して、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換アルゴリズムのフローチャートである。

具体的なプリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換アルゴリズムは以下のようになる。

[0075] <step0>

図11に示すように、まず、初期設定を行う(F101)。この初期設定では、直線位相FIRフィルタの設定、バンドの設定、プリフィルタの係数の設定、通過させたい任意の周波数点の入力、初期極値点の設定を行う。

具体的に設定する項目は以下の通りである。

・タップ数、

- ・直線位相FIRフィルタは、偶対称あるいは奇対称、
 - ・バンドの数、
 - ・各バンドの両端の周波数、
 - ・各バンドの所望の振幅値、
 - ・各バンドに対する重みづけ、
 - ・プリフィルタの係数、
 - ・通過させたい点の周波数と振幅値(w_{R+i} , $D(e^{jw_{R+i}})$, $i=1, \dots, N_p$)、
 - ・近似帯域で極値となる周波数 $w^{(0)} = w_k^{(0)}$ ($k=0, \dots, R$)
- ただし、右肩文字(i) は繰り返しの回数を表している。

[0076] <step1>

次に、現在の極値点から振幅特性を補間するラグランジュ補間多項式を生成する(F102)。

上記式(8)で示すチェビシェフ近似の目的関数が最小になる必要十分条件は交番定理により示されている。そこで、交番定理をもとにして、各周波数点で所望の振幅特性からの重みつき近似誤差 $\delta^{(0)}$ が等しく、符号が交番するように、次式のパラメータ $p(n)$ を求める。

[0077] [数15]

$$P(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{R-1} p(n) \cos(n\omega) \quad (15)$$

[0078] すなわち、周波数点 $w^{(0)} = w_k^{(0)}$ ($k=0, \dots, R$)における式(9)の重みつき近似誤差が次式を満足する。

[0079] [数16]

$$\hat{W}(e^{j\omega_k^{(0)}}) \{ \hat{D}(e^{j\omega_k^{(0)}}) - P(e^{j\omega_k^{(0)}}) \} = (-1)^k \delta^{(0)} \quad (k=0, 1, \dots, R) \quad (16)$$

[0080] 以下、簡略化のために右肩文字(i)は省略する。式(16)を変形すると次のようになる。

[0081] [数17]

$$P(e^{j\omega_k}) + \frac{(-1)^k \delta}{\hat{W}(e^{j\omega_k})} = \hat{D}(e^{j\omega_k})$$

$$\sum_{n=0}^{R-1} p(n) \cos(n\omega_k) + \frac{(-1)^k \delta}{\hat{W}(e^{j\omega_k})} = \hat{D}(e^{j\omega_k}) \quad (k=0, 1, \dots, R) \quad (17)$$

[0082] そして、式(17)に制約として周波数領域で通過させたい点の等式が加わる。

[0083] [数18]

$$P(e^{j\omega_k}) = \hat{D}(e^{j\omega_k})$$

$$\sum_{n=0}^{R-1} p(n) \cos(n\omega_k) = \hat{D}(e^{j\omega_k}), \quad (k = R+1, \dots, R+N_p) \quad (18)$$

[0084] 式(17)と式(18)を行列表現すると、次のようになる。

[0085] [数19]

$$\begin{bmatrix} 1 & \cos(\omega_0) & \cos(2\omega_0) & \dots & \cos((R-1)\omega_0) & \frac{1}{\hat{W}(e^{j\omega_0})} \\ 1 & \cos(\omega_1) & \cos(2\omega_1) & \dots & \cos((R-1)\omega_1) & \frac{-1}{\hat{W}(e^{j\omega_1})} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\omega_{R-1}) & \cos(2\omega_{R-1}) & \dots & \cos((R-1)\omega_{R-1}) & \frac{(-1)^{R-1}}{\hat{W}(e^{j\omega_{R-1}})} \\ 1 & \cos(\omega_R) & \cos(2\omega_R) & \dots & \cos((R-1)\omega_R) & \frac{(-1)^R}{\hat{W}(e^{j\omega_R})} \\ 1 & \cos(\omega_{R+1}) & \cos(2\omega_{R+1}) & \dots & \cos((R-1)\omega_{R+1}) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\omega_{R+N_p}) & \cos(2\omega_{R+N_p}) & \dots & \cos((R-1)\omega_{R+N_p}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(0) \\ p(1) \\ \vdots \\ p(R-1) \\ \delta \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \hat{D}(e^{j\omega_0}) \\ \hat{D}(e^{j\omega_1}) \\ \vdots \\ \hat{D}(e^{j\omega_{R-1}}) \\ \hat{D}(e^{j\omega_R}) \\ \hat{D}(e^{j\omega_{R+1}}) \\ \vdots \\ \hat{D}(e^{j\omega_{R+N_p}}) \end{bmatrix} \quad (19)$$

[0086] しかし、この式を解くのは非常に計算量が多いので、まず δ を解析的に求める。

[0087] [数20]

$$\delta = \frac{\sum_{j=0}^R \alpha_j \hat{D}(e^{j\omega_1})}{\sum_{j=0}^R (-1)^j \alpha_j / \hat{W}(e^{j\omega_1})} \quad (20)$$

[0088] [数21]

$$\alpha_k = \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^R \frac{1}{(x_k - x_j)} \quad (21)$$

[0089] [数22]

$$x_j = \cos(\omega_j) \quad (22)$$

[0090] α_k は行列 F の k 行 $(R+1)$ 列の要素の余因子である。ただし、 $\hat{W}(e^{j\omega})$ 、 $\hat{D}(e^{j\omega})$ は、それぞれ式(11)、式(12)を使う。

次にこの δ を用いて次式のようにおく。

[0091] [数23]

$$C_k = \hat{D}(e^{j\omega_k}) - (-1)^k \frac{\delta}{\hat{W}(e^{j\omega_k})} \quad (k=0, \dots, R) \quad (23)$$

[0092] [数24]

$$C_k = \hat{D}(e^{j\omega_k}), \quad (k=R+1, \dots, R+N_p) \quad (24)$$

[0093] 極値点以外の周波数の振幅特性を求めるために、極値点と通過させたい周波数点を用いて補間する補間多項式として、今回はラグランジュ補間多項式を用いることにする。すなわち、 $P(e^{j\omega})$ は、ラグランジュ補間多項式を用いて、 $w_k (k=0, \dots, R+N_p)$

で値 C_k をとるような補間をすることで計算される。

[0094] [数25]

$$P(e^{j\omega}) = \frac{\sum_{k=0}^{R+Np} C_k \left(\frac{\beta_k}{x - x_k} \right)}{\sum_{k=0}^{R+Np} \left(\frac{\beta_k}{x - x_k} \right)} \quad (25)$$

[0095] [数26]

$$\beta_k = \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{R+Np} \frac{1}{(x_k - x_j)} \quad (26)$$

[0096] [数27]

$$x = \cos(\omega) \quad (27)$$

[0097] この結果は、式(19)を解いたことに相当する。

[0098] <step2>

補間多項式から求められた振幅特性から新しい極値点を求めることと(F103)、最適近似が得られた否かを繰り返し判断する(F104)。

上記したstep1の結果の各極値点 w_k は必ずしも重みつき誤差関数 $E(e^{j\omega})$ の極値になっておらず、 $|E(e^{j\omega})| > \delta^{(0)}$ となる点が存在することがある。そこで新しい極値点 $w^{(i+1)}$ を全点同時入れ替え法から決定する。

<全点同時入れ替え法>:

次式に基づいて、補間に用いた極値点から計算される重みつき近似誤差の極値を近似帯域全体にわたり探し求め、それを新しい極値点 $w^{(i+1)} = w_k^{(i+1)}$ ($k=0, 1, \dots, R$)とし、step1の処理に戻る。

[0099] [数28]

$$E(e^{j\omega}) = \hat{W}(e^{j\omega}) \{ \hat{D}(e^{j\omega}) - P(e^{j\omega}) \} \quad (28)$$

[0100] 極値の位置が変化しなくなったとき最適近似が得られたとする。これが繰り返しの終了条件であり、次のstep3の処理へ進む。

[0101] 図12A～12Cは、全点入れ替え法の概念図である。

簡単に説明すると、図12A～12C中の黒丸が補間に用いた極値点を表し、この極値点から求めた重みつき近似誤差 $E(e^{j\omega})$ が実線に相当する。

図12Aに示すように、黒丸の極値点での重みつき近似誤差の値は白丸となるが、実際の極値は四角で示す周波数である。そこで、四角で示す周波数を新しい極値点として、step1の処理に戻る。

また、図12Bに示すように、補間に用いた極値点と実際の極値の周波数がずれているので、四角で示す周波数を新しい極値点として、step1の処理に戻る。

そして、図12Cに示すように、補間に用いた極値点と、実際の重みつき近似誤差の極値点(白丸)が同じになったときに、繰り返しは終了する。

[0102] <step3>

近似された振幅特性から直線位相FIRフィルタの係数を求める(F105)。

最適近似関数 $P(e^{j\omega})$ からNタップのインパルス応答 $h(n)$ を求める際に、 $p(n)$ から求める代わりに、次式から求める。

[0103] [数29]

$$H(e^{j\omega}) = P(e^{j\omega}) \cdot Q(e^{j\omega}) \cdot Z(e^{j\omega}) \quad (29)$$

[0104] [数30]

場合1:

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ H(0) + 2 \sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} (-1)^k H\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N}k(n+\frac{1}{2})\right) \right\} \quad (30)$$

[0105] [数31]

場合2:

$$h(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} (-1)^k H\left(\frac{2\pi}{N}(k+\frac{1}{2})\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N}(k+\frac{1}{2})(n+\frac{1}{2})\right) \quad (31)$$

[0106] [数32]

場合3:

$$h(n) = -\frac{2}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} (-1)^k H\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \sin\left(\frac{2\pi}{N}k(n+\frac{1}{2})\right) \quad (32)$$

[0107] [数33]

場合4:

$$h(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} (-1)^k H\left(\frac{2\pi}{N}(k+\frac{1}{2})\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N}(k+\frac{1}{2})(n+\frac{1}{2})\right) \quad (33)$$

[0108] また、 $L=N-(U-1)$ タップのイコライザのインパルス応答 $k(n)$ を求めるときは、次式から計算する。

[0109] [数34]

$$K(e^{j\omega}) = P(e^{j\omega}) \cdot Q(e^{j\omega}) \quad (34)$$

[0110] [数35]

場合1:

$$k(n) = \frac{1}{L} \left\{ K(0) + 2 \sum_{k=1}^{\frac{L-1}{2}} (-1)^k K\left(\frac{2\pi}{L}k\right) \cos\left(\frac{2\pi}{L}k(n+\frac{1}{2})\right) \right\} \quad (35)$$

[0111] [数36]

場合2:

$$k(n) = \frac{2}{L} \sum_{k=0}^{\frac{L-1}{2}} (-1)^k K\left(\frac{2\pi}{L}(k+\frac{1}{2})\right) \sin\left(\frac{2\pi}{L}(k+\frac{1}{2})(n+\frac{1}{2})\right) \quad (36)$$

[0112] [数37]

場合3:

$$k(n) = -\frac{2}{L} \sum_{k=0}^{\frac{L-1}{2}} (-1)^k K\left(\frac{2\pi}{L}k\right) \sin\left(\frac{2\pi}{L}k(n+\frac{1}{2})\right) \quad (37)$$

[0113] [数38]

場合4:

$$k(n) = \frac{2}{L} \sum_{k=0}^{\frac{L-1}{2}} (-1)^k K\left(\frac{2\pi}{L}(k+\frac{1}{2})\right) \cos\left(\frac{2\pi}{L}(k+\frac{1}{2})(n+\frac{1}{2})\right) \quad (38)$$

[0114] もし、プリフィルタが、次式で示すように伝達関数 $Z(z)$ が1のときは、任意の周波数点を通過するレムズ交換アルゴリズムと同じである。

[0115] (数39)

$$Z(z) = 1 \quad \dots (39)$$

[0116] また、もし、プリフィルタが通過させたい任意の周波数点がない場合 $N_p = 0$ のときは、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換アルゴリズムと同じである。

[0117] さらに、もし、プリフィルタが、次式で示すように伝達関数 $Z(z)$ が1であり、かつ、通過させたい任意の周波数点がない場合 $N_p = 0$ のときは、通常のレムズ交換アルゴリズムと同じである。

[0118] (数40)

$$Z(z) = 1 \quad \dots (40)$$

[0119] 図13A～13Dは、以下の仕様に対して、任意の周波数点を通過し、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮できるように拡張したレムズ交換アルゴリズムで設計された低域通過フィルタの周波数応答を示す図である。

なお、以降の説明では、チェス盤歪みを回避するための零点をプリフィルタとして扱うことにする。

プリフィルタの周波数応答は、次のように表される。

[0120] [数41]

$$Z(e^{j\omega}) = (1 + e^{-j\omega} + e^{-2j\omega} + \dots + e^{-j\omega(U-1)})$$

$$= \begin{cases} 1 + \sum_{m=0}^{(U-1)/2} 2\cos(m\omega), & U:\text{odd} \\ \sum_{m=0}^{U/2} 2\cos\{(m+1/2)\omega\}, & U:\text{even} \end{cases} \quad (41)$$

[0121] 以下に、仕様を示す。

[0122] <直線位相FIRフィルタ>

- ・24タップ
- ・偶対称
- ・式(2)のプリフィルタ $U=3$ (直流利得が U となるように調節する)

<設計方法>

・任意の周波数点を通過し、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換アルゴリズムで設計した。

[0123] [表1]

<u>バンド</u>	周波数範囲	利得	重み
1	$0 \leq \omega \leq 0.3\pi$	3	1
2	$0.5\pi \leq \omega \leq \pi$	0	1

[0124] [表2]

<u>指定周波数点</u>	周波数	利得
	$\omega = 0$	3

[0125] 図13Aデシベルで表示した周波数応答を示す図、図13Bはそのままの値で表示した周波数応答を示す図、図13Cは利得3付近を拡大した図、図13Dは利得0付近を拡大した図である。

図13A～13D中、点線はプリフィルタの周波数特性(Pre-filter)およびイコライザの周波数特性(Equalizer)を示し、実曲線は最終的に得られた周波数特性(Proposed $H(z)$)、および縦実線はチェス盤歪みを回避するために $H(z) = 0$ とならなければならない周波数(Zero Point)、および黒丸はバンドの区切りを示している。

[0126] 図13Aから通過域の利得が一定値を保っており、チェス盤歪みを回避する零点を通過していることが確認できる。

また、図13Cから指定した周波数点を通過していることが確認できる。

さらに、図13C、13Dから、等リップルを保っていることが確認できる。

[0127] すなわち、任意の周波数点を通過し、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮できるように拡張したレムズ交換アルゴリズムで設計された低域通過フィルタは、良好な周波数応答特性を得ることができる。

[0128] 次に、上記構成を有するサンプリングレート変換装置の動作を説明する。

[0129] 入力端子101から入力されたサンプリング周波数 F_s のサンプルデータ $x(n)$ がLPF 102に入力される。

LPF102では、入力端子101から入力されたサンプリング周波数 F_{si} のサンプル信

号 $x(n)$ から折り返しの発生が防止(抑止)されて、アップサンプラ103に出力される。

アップサンプラ103では、各信号間に $(U-1)$ 個の零点が挿入され、サンプリング周波数 F_{si} が U 倍に上げられ、サンプリング周波数 UF_{si} のサンプル信号が畳み込み演算部104に出力される。

畳み込み演算部104においては、式(3)に基づく畳み込み演算が行われ、サンプル信号の帯域制限が行われ、次段の線形補間ブロック105に供給される。

このとき、畳み込みの出力(ダウンサンプラ前)は、入力アップサンプラで零点を挿入されたサンプルである。

そして、線形補間ブロック105において、サンプリング周波数 UF_{si} の畳み込み演算部104の出力信号から2点のサンプルが選出される。そして、必要な位置の値が線形補間から求められる。

これにより、サンプリング周波数 F_{so} のサンプル信号 $y(m)$ が出力端子106から出力される。

[0130] 以上の機能を有するサンプリングレート変換装置100において、畳み込み演算部104のFIRフィルタは、インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ およびイコライザの伝達関数 $K(z)$ に関連付けられ、通過させたい周波数点およびプリフィルタの周波数応答に関連付けられている直線位相FIRフィルタであり、フィルタ係数が、通過させたい周波数点およびプリフィルタの周波数応答に関連付けて、任意の周波数点を通して、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを用いて所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されていることから、本サンプリングレート変換装置は、以下の利点を有する。

すなわち、チェス盤ひずみを回避可能である。また、任意のプリフィルタを考慮でき、任意の周波数点を通して可能である。

[0131] また、各信号間に $(U-1)$ 個の零点を挿入し、サンプリング周波数 F_{si} を U 倍に上げるアップサンプラ103と、カットオフ周波数が $1/U_p$ の低域通過フィルタ(伝達関数 $H(z)$)の畳み込みで値を補間する畳み込み演算部104と、サンプリング周波数 UF_{si} の畳み込み演算部104の出力信号から2点のサンプルを選出し、必要な位置の値を

線形補間から求める線形補間ブロック105を設けたので、表3に示すように、カットオフ周波数が厳しいサンプリングレート変換が可能となる利点がある。

[0132] 表3に、本実施形態に係るサンプリングレート変換装置がサポートする周波数帯を示す。

[0133] [表3]

表3 本発明のサンプリングレート変換がサポートする周波数

入力 (Fsi)	出力 (Fso)							
	8 kHz	11.025kHz	12 kHz	22.05 kHz	24 kHz	32 kHz	44.1 kHz	48 kHz
8 kHz	—	○	△	○	△	△	○	△
11.025kHz	○	—	○	△	○	○	△	○
12 kHz	△	○	—	○	△	△	○	△
22.05 kHz	○	△	○	—	○	○	△	○
24 kHz	△	○	△	○	—	△	○	△
32 kHz	△	○	△	○	△	—	○	△
44.1 kHz	○	△	○	△	○	○	—	○
48 kHz	△	○	△	○	△	△	○	—
96 kHz	△	○	△	○	△	△	○	△

[0134] 表3において、入力のサンプリング周波数Fsiが8kHz, 11.025kHz, 12kHz, 22.05kHz, 24kHz, 32kHz, 44.1kHz, 48kHz, 96kHzで、出力のサンプリング周波数Fsoが8kHz, 11.025kHz, 12kHz, 22.05kHz, 24kHz, 32kHz, 44.1kHz, 48kHzである。

[0135] 表3において、「△」の部分は、一般的なマルチレート信号処理に基づくサンプリングレート変換装置で実現できる周波数である。一般に、マルチレート信号処理に基づいたものの方が、減衰量の特性が良く、通過域などの制御が容易であるが、本実施形態に係るサンプリングレート変換装置でも実現は可能である。

[0136] また、本第1の実施形態によれば、入力端子101とアップサンプラ103間にLPF102を設けたので、入力のサンプリング周波数Fsiが出力のサンプリング周波数Fsoが高い場合に、エイリアジング成分が発生し折り返しが生じることを抑止することができる。

[0137] <第2実施形態>

図14は、本発明に係るサンプリングレート変換装置の第2の実施形態を示す構成図である。

[0138] 本第2の実施形態が上述した第1の実施形態と異なる点は、LPF102を入力端子101とアップサンプラ103間に設ける代わりに、LPF107を線形補間ブロック105と出力端子106間に設けて、入力サンプリング周波数 F_{si} が出力サンプリング周波数 F_{so} が低い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分の発生を防止(抑止)するように構成したことにある。

[0139] その他の構成は上述した第1の実施形態と同様である。

[0140] 第2の実施形態によれば、オリジナルにない周波数成分の発生を防止(抑止)することができ、かつ、第1の実施形態と同様に、チェス盤ひずみを回避可能で、また、任意のプリフィルタを考慮でき、任意の周波数点を通過可能であり、カットオフ周波数が厳しいサンプリングレート変換が可能となる利点がある。

[0141] なお、LPF102を入力端子101とアップサンプラ103間に設け、LPF107を線形補間ブロック105と出力端子106間に設けることも可能である。

[0142] <第3実施形態>

図15は、本発明に係るサンプリングレート変換装置の第3の実施形態を示す構成図である。

[0143] なお、図15において、 U および D は互いに素な正整数であり、 $R(z)$ はポリフェーズフィルタの伝達関数を示している。また、上向きの矢印は各信号間に $(U-1)$ 個の零点を挿入するアップサンプラを示している。

[0144] 本第3の実施形態が上述した第1の実施形態と異なる点は、FIRフィルタを U 個にいわゆるポリフェーズ(Polyphase)分解してポリフェーズ構成をとるようにしたことにある。

[0145] ここで、まずポリフェーズ分解について説明する。

[0146] <ポリフェーズ分解>

サンプリングレート変換装置は、 $(N-1)$ 次のFIRフィルタ(伝達関数 $H(z)$)を用いて帯域制限し、零点部分のサンプルを補間する。

[0147] [数42]

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} \quad (42)$$

[0148] このFIRフィルタのカットオフ周波数 ω_c は次のようになる。

[0149] [数43]

$$\omega_c = \pi / \max U, D \quad (43)$$

[0150] 図5の構成は、ポリフェーズ構成により図15のように等価表現することができる。式(42)のフィルタの伝達関数 $H(z)$ とポリフェーズフィルタの伝達関数 $R_i(z)$ は、次のような関係で表される。

[0151] [数44]

$$\begin{aligned} H(z) &= R_{U-1}(z^U) + z^{-1}R_{U-2}(z^U) + \dots + z^{-(U-1)}R_0(z^U) \\ &= \sum_{n=0}^{U-1} R_n(z^U)z^{-(U-1-n)} \end{aligned} \quad (44)$$

[0152] [数45]

$$R_i(z) = \sum_{n=0}^{N/U-1} h(Un-i-1+U)z^{-n} \quad (45)$$

[0153] ただし、 N は U の整数倍にするか、または、 NU タップに足りない場合は0の係数が存在するとして計算する。

[0154] 図15で示されるインタポレータの入出力関係は、ポリフェーズフィルタ $R_i(z)$ のインパルス応答を $r_i(n)$ と表すと畳み込みとアップサンプリングの処理により次のようになる。

[0155] [数46]

$$y(m) = \begin{cases} x_0\left(\frac{m-(U-1)}{U}\right), & m = kU + (U-1) \\ \vdots \\ x_{U-2}\left(\frac{m-1}{U}\right), & m = kU + 1 \\ x_{U-1}\left(\frac{m}{U}\right), & m = kU \end{cases} \quad (46)$$

[0156] ただし、 k は整数であり、 $x_i(m)$ は次のようになる。

[0157] [数47]

$$x_i(m) = \sum_{n=0}^{\infty} n(n)x(m-n) \quad (47)$$

[0158] 本第3の実施形態に係るサンプリングレート変換装置200は、図15に示すように、入力端子201、LPF202、畳み込み演算部203-1～203-U、アップサンプラ204-1～204-U、遅延器205-1～205-U-1、加算器206-1～206-U-1、線形補間ブロック207、および出力端子208を有する。

これらの構成要素のうち、遅延器205-1～205-U-1、および加算器206-1～206-U-1により加算手段が構成される。

[0159] 入力端子201には、サンプリング周波数 F_s のサンプル信号 $x(n)$ が入力される。

[0160] LPF202は、入力のサンプリング周波数 F_{si} が出力のサンプリング周波数 F_{so} が高い場合には、エイリアジング成分が発生し折り返しが生じることから、入力端子201から入力されたサンプリング周波数 F_{si} のサンプル信号 $x(n)$ から折り返しの発生を防止(抑止)して、畳み込み演算部203-1～203-Uに出力する。

[0161] 畳み込み演算部203-1～203-Uは、それぞれ上述したレムズ交換アルゴリズムに基づいて設計されたFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号とポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を上記式(47)に基づいて行い、演算結果を次段のアップサンプラ204-1～204-Uに出力する。

[0162] アップサンプラ204-1～204-Uは、畳み込み演算部203-1～203-Uの出力サンプル信号を受けて、それぞれ $(U-1)$ 個の零点を挿入し、サンプリング周波数 F_{si} を U 倍に上げ、サンプリング周波数 UF_{si} のサンプル信号を出力する。

[0163] 遅延器205-1は、アップサンプラ204-1によるサンプリング周波数 UF_s のサンプル信号を所定時間遅延させて加算器206-1に出力する。

また、遅延器205-2～205-U-1は、それぞれ加算器206-1～206-U-2の出力信号を所定時間遅延させて加算器206-2～206-U-1に出力する。

[0164] 加算器206-1は、アップサンプラ204-2によるサンプリング周波数 UF_{si} のサンプル信号と遅延器205-1により遅延されたサンプル信号を加算して遅延器205-2に出力する。

加算器206-2は、アップサンプラ204-3によるサンプリング周波数 UF_{si} のサンプル信号と遅延器205-2により遅延されたサンプル信号を加算して遅延器205-3に出力する。

同様にして、加算器206-U-1は、アップサンプラ204-Uによるサンプリング周波数 UF_{si} のサンプル信号と遅延器205-U-1により遅延されたサンプル信号を加算して線形補間ブロック207に出力する。

[0165] 線形補間ブロック207は、加算器206-U-1の出力信号、すなわち、各アップサンプラ204-1〜204-U-1によりサンプリング周波数が U 倍されたサンプル信号を加算した信号から2点のサンプルを選び出し、上記式(5)のように、必要な位置の値を線形補間から求め(図7)、サンプル信号 $y(m)$ として出力端子208から出力する。

[0166] サンプリングレート変換装置200においては、入力端子201から入力された周波数 F_s のサンプル信号 $x(n)$ が、LPF202において、折り返しの発生が防止(抑止)された後、ポリフェーズフィルタを含む畳み込み演算部203-1〜202-Uに並列的に入力される。

[0167] 各畳み込み演算部203-1〜203-Uにおいて、入力されたサンプル信号とポリフェーズフィルタとの畳み込み演算が行われ、演算結果が次段のアップサンプラ204-1〜204-Uに供給される。

アップサンプラ204-1〜204-Uにおいては、畳み込み演算部203-1〜203-Uの出力サンプル信号間に $(U-1)$ 個の零点が挿入され、サンプリング周波数 F_{si} が U 倍に上げられ、サンプリング周波数 UF_{si} のサンプル信号が出力される。

アップサンプラ204-1〜204-Uに出力信号は、遅延器205-1〜205-U-1および加算器206-1〜206-U-1により遅延され、かつ累積的に加算されて、線形補間ブロック207に供給される。

そして、線形補間ブロック207において、サンプリング周波数 UF_{si} の加算器206-U-1の出力信号から2点のサンプルが選出される。そして、必要な位置の値が線形補間から求められる。

これにより、サンプリング周波数 F_{so} のサンプル信号 $y(m)$ が出力端子208から出力される。

[0168] 本第3の実施形態によれば、上述した第1の実施形態の効果に加えて、演算量を必要最小限に抑えることが可能で、処理速度の向上を図ることができる利点がある。

[0169] <第4実施形態>

図16は、本発明に係るサンプリングレート変換装置の第4の実施形態を示す構成図である。

[0170] 本第4の実施形態が上述した第3の実施形態と異なる点は、LPF202を入力端子201と畳み込み演算部203-1〜203-U間に設ける代わりに、LPF209を線形補間ブロック207と出力端子208間に設けて、入力サンプリング周波数 F_{si} が出力サンプリング周波数 F_{so} が低い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルでない周波数成分の発生を防止(抑止)するように構成したことにある。

[0171] その他の構成は上述した第3の実施形態と同様である。

[0172] 第4の実施形態によれば、上述した第2の実施形態の効果に加えて、演算量を必要最小限に抑えることが可能で、処理速度の向上を図ることができる利点がある。

[0173] なお、LPF202を入力端子201と畳み込み演算部203-1〜203-U間に設け、LPF209を線形補間ブロック207と出力端子208間に設けることも可能である。

[0174] <第5実施形態>

図17は、本発明に係るサンプリングレート変換装置の第5の実施形態を概念的に示す図である。

[0175] 本第5の実施形態が上述した第3の実施形態と異なる点は、線形補間ブロックでは、線形補間に必要なサンプルの位置を特定することができるので、線形補間ブロックをセレクタ210と見立てて、セレクタ210により出力されるサンプルに対応するポリフェーズフィルタ係数セットを選択して、上記式(47)に基づくポリフェーズの畳み込み計算を行うように構成したことにある。

[0176] このように、線形補間ブロックをセレクタ210と見立てて、出力されるサンプルに対応するポリフェーズフィルタを選択して、式(47)のポリフェーズの畳み込み計算のみを行えばよい。

こうすることで、不必要な計算をする必要がなくなる。

[0177] この場合のサンプリングレート変換装置200Bの構成は、基本的には、図17に示す

ように、サンプリング周波数 F_s のサンプル信号 $x(n)$ が入力される入力端子201、入力のサンプリング周波数 F_{si} が出力のサンプリング周波数 F_{so} が高い場合に、エイリアジング成分が発生し折り返しが生じることを抑止するLPF202、入力されたサンプルとポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み計算(式(47))を行う畳み込み演算部203(−1〜 n)、出力サンプルに対応するポリフェーズフィルタを選択するためのセレクタ210、および所望のサンプリング周波数に変換されたサンプル信号 $y(m)$ を出力するための出力端子208を有する。

[0178] 図18は、図17の概念的に示すサンプリングレート変換装置200Bを、より具体的に示す図である。

[0179] このサンプリングレート変換装置200Cは、図18に示すように、サンプリング周波数 F_s のサンプル信号 $x(n)$ が入力される入力端子211と、上述した図11のアルゴリズムに基づいて係数が設定されたFIRフィルタ設計部212と、FIRフィルタ設計部212によるポリフェーズフィルタの係数セットを記憶する第1メモリ213と、入力のサンプリング周波数 F_{si} が出力のサンプリング周波数 F_{so} が高い場合に、エイリアジング成分が発生し折り返しが生じることを抑止するLPFの畳み込み演算を行う畳み込み演算部214と、LPF係数を記憶する第2メモリ215と、畳み込み演算部214の入力データを蓄えておく入力バッファ216と、入力バッファ216に蓄えられた入力データと第1係数メモリ212から読み出された係数に基づいて、入力データとポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部217と、出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタを選択するための役割と線形補間の係数を求めるカウンタ制御部218と、カウンタ制御部218による線形補間の係数に基づいて畳み込み演算部217の出力から必要な位置の値を求める線形補間演算部219と、所望のサンプリング周波数に変換されたサンプル信号を出力するための出力端子220とを有している。

[0180] カウンタ制御部218は、線形補間ブロックに含まれ、変数マスタカウンタ(Master Counter)を有している。

[0181] 図19は、線形補間ブロックで使用する変数について説明するための図である。

[0182] 図19に示すように、線形補間ブロックは、変数として、線形補間の動作を決めるMa

terCounterであるMasterCount、MaterCounterに加算する小数点以下のCounterであるCount1000、MaterCounterに加算する整数部の加算値、およびCount1000に加算する小数点以下の誤りの加算値であるCountAmari、を含む。

[0183] 図20A、20Bは、MasterCountを具体的に説明するための図である。

[0184] MasterCountは、図20A、20Bに示すように、少なくとも26ビットからなり0ビット〜15ビットまでの16ビットが線形補間の係数 α を示し、16ビットから22ビットまでの7ビットがポリフェーズ係数セットの番号を示し、23ビット〜25ビットまでの3ビットが読み込むサンプル数を示している。

[0185] <第6実施形態>

図21は、本発明に係るサンプリングレート変換装置の第6の実施形態を概念的に示す図である。

[0186] 本第6の実施形態が上述した第4の実施形態と異なる点は、線形補間ブロックでは、線形補間に必要なサンプルの位置を特定することができるので、線形補間ブロックをセクタ230と見立てて、セクタ230により出力されるサンプルに対応するポリフェーズフィルタ係数セットを選択して、上記式(47)に基づくポリフェーズの畳み込み計算を行うように構成したことにある。

[0187] このように、線形補間ブロックをセクタ230と見立てて、出力されるサンプルに対応するポリフェーズフィルタを選択して、式(47)のポリフェーズの畳み込み計算のみを行えばよい。

こうすることで、不必要な計算をする必要がなくなる。

[0188] この場合のサンプリングレート変換装置200Dの構成は、基本的には、図21に示すように、サンプリング周波数 F_s のサンプル信号 $x(n)$ が入力される入力端子201、入力されたサンプルとポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み計算(式(47))を行う畳み込み演算部203(−1〜n)、出力サンプルに対応するポリフェーズフィルタを選択するためのセクタ230、入力のサンプリング周波数 F_{si} が出力のサンプリング周波数 F_{so} が低い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルでない周波数成分が発生するのを抑止するLPF209、および所望のサンプリング周波数に変換されたサンプル信号 $y(m)$ を出力するための出力端子208を有する。

[0189] 図22は、図21の概念的に示すサンプリングレート変換装置200Dを、より具体的に示す図である。

[0190] このサンプリングレート変換装置200Eは、図18に示すように、サンプリング周波数 F_s のサンプル信号 $x(n)$ が入力される入力端子231と、上述した図11のアルゴリズムに基づいて係数が設定されたFIRフィルタ設計部232と、FIRフィルタ設計部232によるポリフェーズフィルタの係数セットを記憶する第1メモリ233と、畳み込み演算部214の入力データを蓄えておく入力バッファ234と、入力バッファ234に蓄えられた入力データと第1係数メモリ232から読み出された係数に基づいて、入力データとポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部235と、出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタを選択するための役割と線形補間の係数を求めるカウンタ制御部236と、カウンタ制御部236による線形補間の係数に基づいて畳み込み演算部235の出力から必要な位置の値を求める線形補間演算部237と、入力のサンプリング周波数 F_{si} が出力のサンプリング周波数 F_{so} が低い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が発生するのを抑止するLPFの畳み込み演算を行う畳み込み演算部238と、LPF係数を記憶する第2メモリ239と、所望のサンプリング周波数に変換されたサンプル信号を出力するための出力端子240とを有している。

[0191] なお、カウンタ制御部236の具体的な内容は、図19、図20A、20Bに関連付けて説明したものと同様である。

[0192] 以下、本実施形態に係るサンプリングレート変換装置の実装法および具体的な例について順を追って説明する。

ここでは、図5、図17および図18のサンプリングレート変換装置、並びに図14、図21および図22のサンプリングレート変換装置の実装法および具体的な例について順を追って説明する。

[0193] <サンプリングレート変換装置の実装法(図5、図17および図18)>

図5に示すサンプリングレート変換装置を実現する際には、図17に示すポリフェーズ構成を用いて実現する。以下で説明する実現法では、出力に対して必要な入力とポリフェーズフィルタを選択することで必要最小限の計算で済むようにしている。

[0194] 図23は、本実施形態に係るサンプリングレート変換装置の実装法を説明するためのフローチャートである。

具体的な処理は以下になる。なお、説明の都合上、C言語的な表現を用いているが、実装手段はハードウェア、ソフトウェア、ハードウェアとソフトウェアの混合を問わない。

[0195] <step10>

図23に示すように、まず、初期設定を行う(F201)。この初期設定では、入力データ数、出力データ数、入力データの中心、ポリフェーズフィルタのタップ数、ポリフェーズフィルタの係数セットの番号の設定を行う。具体的には、カウンタ制御部219の初期値を設定する。

具体的には以下の通りである。

- ・入力データ数: InputSample、
- ・タップ数: Tap、
- ・入力データの中心: InputOffset= 0、
- ・ポリフェーズフィルタのタップ数: PolyTap = (Tap + Up-1)/Up 、
- ・ポリフェーズフィルタの係数セットの番号: Coeff Count。
- ・線形補間ブロック:

CountAddとCountAmariの求め方は、入力のサンプリング周波数Fsiと出力のサンプリング周波数Fsoから定義される。

整数部のみ*/

CountAdd = (int)(Fso / Fsi * 2²³);

小数点以下の1000倍*/

CountAmari = ((Fso / Fsi * 2²³) - CountAdd) * 1000;

[0196] 44.1kHz から48kHz に変換する場合には、具体的には以下になる。

例44.1kHz -> 48kHzに変換*/

CountAdd = 9130457;

CountAmari = 687;

Count1000 の初期値は、以下のように決まる。

Count1000 = 500; /* 四捨五入のため*/

[0197] <step11>

次に、たとえば既に図11等に関連付けて説明したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムにより低域通過FIRフィルタを設計する(F202)。

ここでは、その詳細は省略する。

[0198] <step12>

次に、ポリフェーズフィルタを準備する(F203)。すなわち、FIRフィルタの伝達関数 $H(z)$ から、上記式(42)の展開式を用いてポリフェーズフィルタの伝達関数 $R_i(z)$ を求める。

次式のように、各ポリフェーズの正規化係数 $R_{iNormal}$ を求めておく。

[0199] [数48]

$$R_{iNormal} = \sum_{k=0}^{PolyTap-1} Coef(k) \quad (48)$$

[0200] そして、畳み込みのための係数反転を行う。すなわち、上記式(47)の畳み込みを行うために、各ポリフェーズフィルタの係数を逆順に並び替える。

[0201] 最初のポリフェーズフィルタの係数セット

タップの中心の位置が一番最初の出力になるように*/

係数のセットを選ぶ必要がある。*/

CoeffCount = (PolyTap * Up / 2) % Up;

MasterCountの初期値を設定する。*/

MasterCount = (H(z) の中央値を含むポリフェーズの係数セットの番号

CoeffCount) << 16;

なお、<< 16 は16ビットシフトを示す。

[0202] <step13>

次に、ポリフェーズフィルタと入力を中心を決定する(F204)。

線形補間の係数LinearCoefとポリフェーズの係数セットの番号CoefCount は、以下のようにして求まる。

/* Master Countから係数セットと線形補間係数を求める*/

CoefCount = ((MasterCount & 0x007fff) >> 16) & 0x0000007f;

LinearCoef = ((MasterCount & 0x007fff) & 0x0000fff);

[0203] <step14>

低域通過フィルタLPFによるフィルタリングを行う(F209)。

具体的には、式(49)のように畳み込みを行い、次に、式(50)のように四捨五入した後、式(51)のように正規化した後、式(52)のようにクリッピングを行う。

[0204] [数49]

畳み込み

$$Y_{conv} = \sum_{k=0}^{LPFTap-1} LPF(k) \times x(InputOffset + k - LPFTap/2) \quad (49)$$

[0205] [数50]

四捨五入

$$Y_{tmp} = \begin{cases} Y_{conv} + (LPF_{Normal}/2) & Y_{conv} \geq 0 \\ Y_{conv} - (LPF_{Normal}/2) & Y_{conv} < 0 \end{cases} \quad (50)$$

[0206] [数51]

正規化

$$Y_{Normal} = Y_{tmp}/LPF_{Normal} \quad (51)$$

[0207] [数52]

クリッピング

$$Src(n) = \begin{cases} CLIP_MAX & Y_{Normal} \geq CLIP_MAX \\ CLIP_MIN & Y_{Normal} \leq CLIP_MIN \\ Y_{Normal} & \text{else} \end{cases} \quad (52)$$

[0208] 16bit の場合は、CLIP MAX = 32767, CLIP MIN = 32768となる。

24 bitの場合は、CLIP MAX = 8388607, CLIP MIN = 8388608となる。

符号化8ビット(signed 8bit)の場合は、CLIP MAX = 127, CLIP MIN = 128となる。

非符号化8ビット(unsigned 8bit)の場合は、CLIP MAX = 255, CLIP MIN = 0となる。

[0209] <step15>

次に、上記式(47)の畳み込みを行う(F205)。

線形補間ブロックで必要な2点のサンプルを求める。畳み込みの計算には、表4に

示すような、左のサンプルInA と右のサンプルInB 用にポリフェーズの係数セットの番号と入力データの中心を以下の値を用いて計算する。

[0210] [表4]

出力	ポリフェーズ係数セットの番号	入力データの中心	備考
InA	CoefCount	InputOffset	
InB	(CoefCount + 1) 0	InputOffset InputOffset + 1	(CoefCount + 1) < 128 のとき (CoefCount + 1) = 128 のとき

[0211] 具体的には、式(53)のように畳み込みを行い、次に、式(54)のように四捨五入した後、式(55)のように正規化した後、式(56)のようにクリッピングを行う。

[0212] [数53]

畳み込み

$$In_{conv} = \sum_{k=0}^{PolyTap-1} CoefCount(k) \times Src(InputOffset + (k - PolyTap/2)) \quad (53)$$

[0213] [数54]

四捨五入

$$In_{tmp} = \begin{cases} In_{conv} + (R_{Normal}/2) & x_{conv} \geq 0 \\ In_{conv} - (R_{Normal}/2) & x_{conv} < 0 \end{cases} \quad (54)$$

[0214] [数55]

正規化

$$In_{Normal} = In_{tmp} / R_{Normal} \quad (55)$$

[0215] [数56]

クリッピング

$$In = \begin{cases} CLIP_MAX & In_{Normal} \geq CLIP_MAX \\ CLIP_MIN & In_{Normal} \leq CLIP_MIN \\ In_{Normal} & \text{else} \end{cases} \quad (56)$$

[0216] 16bit の場合は、CLIP MAX = 32767, CLIP MIN = 32768となる。

24 bitの場合は、CLIP MAX = 8388607, CLIP MIN = 8388608となる。

符号化8ビット(signed 8bit)の場合は、CLIP MAX = 127, CLIP MIN = 128となる。

非符号化8ビット(unsigned 8bit)の場合は, CLIP MAX = 255, CLIP MIN = 0となる

。

[0217] <step16>

次に、線形補間を行う(F206)。

1サンプルの線形補間は以下のように行う。

[0218] PCM 24 bit のマイナス最小値*/

```
#define SRC PCM 24BIT MINUS -8388608
```

PCM 24 bit のプラス最大値*/

```
#define SRC PCM 24BIT PLUS 8388607
```

Linear Up128 のAlpha, Beta 係数の最大値*/

```
#define SRC LINEAR MAX COEF 65535
```

Linear 線形補間の16 bitの四捨五入*/

```
#define SRC LINEAR NORMAL 32768
```

Linear 線形補間の16 bitのシフト量*/

```
#define SRC LINEAR SHIFT 16
```

[0219] 線形補間を1サンプル行う*/

```
alpha, /* 16 bit input */
```

```
IN A, /* 24 bit input */
```

```
IN B, /* 24 bit input */
```

```
Out Y /* 24 bit output */
```

```
lldata = alpha * IN B + (SRC LINEAR MAX COEF - alpha) * IN A;
```

```
/* Rounding */ 四捨五入
```

```
if ( lldata >= 0 ) lldata += (SRC LINEAR NORMAL);
```

```
else lldata -= (SRC LINEAR NORMAL);
```

```
/* Normalize */ 正規化
```

```
Out Ya = (lldata >> SRC LINEAR SHIFT);
```

```
Clipping */ クリッピング
```

```
Y(n) = (Out Ya < SRC PCM 24BIT MINUS) ? SRC PCM 24BIT MINUS
```

```

:      ((Out Ya > SRC PCM 24BIT PLUS) ? SRC PCM 24BIT PLUS :
O      ut Ya);

```

[0220] <step17>

カウンタ値と入力サンプルの中心を更新する(F208)。

MasterCount の更新と読み込むサンプル数ReadSampleは、以下のように行う。

```

Add Count Value to control Master Counter */
MasterCount += CountAdd;
少数点以下のあまり* 1000倍*/
Count1000 += CountAmari;
if (Count1000 >= 1000){
MasterCount += 1;
Count1000 -= 1000;
}
InputOffset += (( MasterCount ) >> 23) & 0x00000007;
MasterCount = MasterCount & 0x007ffff;

```

[0221] <step18>

ここで、終了条件を満足しているか否かの判定を行う(F207)。条件を満足している場合は、処理を終了する。満足していない場合には、F208、F209の処理に戻る。

[0222] 次に、図14、図21および図22のサンプリングレート変換装置の実装法および具体的な例について説明する。

[0223] <サンプリングレート変換装置の実装法(図14、図21および図22)>

図14に示すサンプリングレート変換装置を実現する際には、図21に示すポリフェーズ構成を用いて実現する。以下で説明する実現法では、出力に対して必要な入力とポリフェーズフィルタを選択することで必要最小限の計算で済むようにしている。

[0224] 図24は、本実施形態に係るサンプリングレート変換装置の実装法を説明するためのフローチャートである。

具体的な処理は以下になる。なお、説明の都合上、C言語的な表現を用いているが、実装手段はハードウェア、ソフトウェア、ハードウェアとソフトウェアの混合を問

わない。

- [0225] 図24の処理は、図23の処理のうち、F209の処理がF206の処理の後に行われる以外は、図23の処理の同様な処理である。

各ステップにおける処理内容は、図23に関連付けて説明した内容と同様であることから、ここでは重複した説明は省略する。

- [0226] <第7実施形態>

第7の実施形態として、上述した各サンプリングレート変換装置を採用したオーディオ装置について説明する。

- [0227] 図25は、本発明に係るサンプリングレート変換装置を採用したオーディオ装置の構成例を示すブロック図である。

- [0228] 本オーディオ装置300は、入力端子301、LR分離回路(DSB)302、サンプリングレート変換装置(SRC)303、アッテネータ(ATT)304、ミュート回路(MUTE)305、および出力端子306を有している。

- [0229] そして、サンプリングレート変換装置(SRC)303が、上述した第1〜第6の実施形態として図5、図14、図17、図18、図21、図22に関連付けて説明したサンプリングレート変換装置100、100A、200、200A〜200Eが適用される。

- [0230] この場合、上述した説明の例外処理として、以下の処理を行う。

- [0231] 端点処理を行う。すなわち、初めのフィルタ演算をするときTap/2 サンプル分足りない。そのTap/2 サンプル分、0を補っておく。

また、前データの保持処理を行う。オーディオ特有の処理として、以下のように、Width に対してフィルタをかけ終わった後、次のフィルタ演算用に入力データをコピーしておく必要がある。

- [0232] [数57]

$$\text{Src}(i) = \text{Src}(\text{Width}+i), i = 0, \dots, \text{Tap}-1 \quad (57)$$

- [0233] このオーディオ装置300においては、たとえば入力端子301から入力された48kHzのPCMデジタル信号が分離回路302で所定の分離処理が施された後、サンプリングレート変換装置303でサンプリングレートが変換され、たとえば44.1kHzの信号として出力される。

そして、アッテネータ304で減衰処理を受け、さらにミュート回路305を介して、出力端子306からPCMデジタル音声信号が出力される。

[0234] 本オーディオ装置300によれば、チェス盤歪みが回避され、また、任意のプリフィルタを考慮でき、任意の周波数点を通過可能で、演算量を必要最小限に抑えることが可能なサンプリングレート変換装置を有することから、ノイズ耐性が向上し、また、直線利得のずれを回避でき、また、処理速度の向上を図ることができる利点がある。

[0235] <第8実施形態>

第8の実施形態として、上述した各サンプリングレート変換装置を採用した画像処理装置について説明する。

[0236] 直線位相FIRフィルタを用いたフィルタ処理の応用にサンプリングレート変換を利用した画像の解像度変換では、インタポレータ(補間器)とデシメータ(間引き器)と直線位相FIRフィルタを要素技術とするマルチレートフィルタを使用する。

[0237] この場合、端点処理を行う。両端の処理として、第1に零を補う、第2に反射(Mirror)したデータを入れる、第3に両端の画素を保持する、といった処理を行う。

また、初期化処理を行う。具体的には、画像の端まで処理をしたらCoefCount = 0 と初期化する。

[0238] 本画像処理装置によれば、チェス盤歪みが回避され、また、任意のプリフィルタを考慮でき、任意の周波数点を通過可能で、演算量を必要最小限に抑えることが可能なサンプリングレート変換装置を有することから、画像が格子状になることはなく、また、直線利得のずれを回避でき、また、処理速度の向上を図ることができる利点がある。

産業上の利用可能性

[0239] 本発明は、任意の周波数を通過するような振幅特性を得ることができ、カットオフ周波数に依存せずに高精度な変換を実現できることから、たとえば音声(オーディオ)のサンプリング周波数の変換や画像の画枠の拡大や縮小の解像度変換等に適用可能である。

請求の範囲

- [1] サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入し、サンプリング周波数を U 倍にするアップサンプラと、
- FIRフィルタを含み、上記アップサンプラの出力信号に対して所定の畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、
- 上記畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、
- を有し、
- 上記畳み込み演算部のFIRフィルタは、
- インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、
- 上記フィルタ係数が、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されている
- サンプリングレート変換装置。
- [2] 上記フィルタ係数が、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されている
- 請求項1記載のサンプリングレート変換装置。
- [3] 上記重みつき近似は、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換 (Remez Exchange) アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う
- 請求項1記載のサンプリングレート変換装置。
- [4] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む
- 請求項1記載のサンプリングレート変換装置。
- [5] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項1記載のサンプリングレート変換装置。

- [6] サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入し、サンプリング周波数を U 倍にするアップサンプラと、

FIRフィルタを含み、上記アップサンプラの出力信号に対して所定の畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、

上記畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、

を有し、

上記畳み込み演算部のFIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、任意の周波数点を通してような制約条件を加えたアルゴリズムを用いて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されているサンプリングレート変換装置。

- [7] 上記重みつき近似は、任意の周波数点を通してレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う

請求項6記載のサンプリングレート変換装置。

- [8] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項6記載のサンプリングレート変換装置。

- [9] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項6記載のサンプリングレート変換装置。

- [10] サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入し、サンプリング周波数を U 倍にするアップサンプラと、

FIRフィルタを含み、上記アップサンプラの出力信号に対して所定の畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、

上記畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、

を有し、

上記畳み込み演算部のFIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されている

サンプリングレート変換装置。

- [11] 上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されている

請求項10記載のサンプリングレート変換装置。

- [12] 上記重みつき近似は、任意の周波数点を通して、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う

請求項10記載のサンプリングレート変換装置。

- [13] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項10記載のサンプリングレート変換装置。

- [14] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項10記載のサンプリングレート変換装置。

- [15] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演

算を行う複数の畳み込み演算部と、

対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする複数のアップサンブラと、

上記複数のアップサンブラの出力信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する加算手段と、

上記加算手段による信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである

サンプリングレート変換装置。

- [16] 上記フィルタ係数が、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されている

請求項15記載のサンプリングレート変換装置。

- [17] 上記重みつき近似は、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換 (Remez Exchange) アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う

請求項15記載のサンプリングレート変換装置。

- [18] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項15記載のサンプリングレート変換装置。

- [19] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項15記載のサンプリングレート変換装置。

- [20] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う複数の畳み込み演算部と、

対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする複数のアップサンブラと、

上記複数のアップサンブラの出力信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する加算手段と、

上記加算手段による信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、任意の周波数点を通過するような制約条件を加えたアルゴリズムを用いて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである

サンプリングレート変換装置。

- [21] 上記重みつき近似は、任意の周波数点を通過するレムズ交換 (Remez Exchange) アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う

請求項20記載のサンプリングレート変換装置。

- [22] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項20記載のサンプリングレート変換装置。

- [23] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項20記載のサンプリングレート変換装置。

- [24] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う複数の畳み込み演算部と、
対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする複数のアップサンブラと、
上記複数のアップサンブラの出力信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する加算手段と、
上記加算手段による信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、
を有し、
上記FIRフィルタは、
インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、
上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである
サンプリングレート変換装置。
- [25] 上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されている
請求項24記載のサンプリングレート変換装置。
- [26] 上記重みつき近似は、任意の周波数点を通過し、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う
請求項24記載のサンプリングレート変換装置。
- [27] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項24記載のサンプリングレート変換装置。

- [28] 入力サンプリング周波数が出力サンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項24記載のサンプリングレート変換装置。

- [29] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、

出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択するためのセレクトと、

必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、
を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである

サンプリングレート変換装置。

- [30] 上記フィルタ係数が、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されている

請求項29記載のサンプリングレート変換装置。

- [31] 上記重みつき近似は、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う

請求項29記載のサンプリングレート変換装置。

- [32] 入力サンプリング周波数が出力サンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項29記載のサンプリングレート変換装置。

- [33] 入力サンプリング周波数が出力サンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項29記載のサンプリングレート変換装置。

- [34] 上記セレクトは、少なくとも線形補間の係数、ポリフェーズの係数セットの番号、入力サンプル数が求められるカウントを含む

請求項29記載のサンプリングレート変換装置。

- [35] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、

出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択するためのセレクトと、

必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、
を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、任意の周波数点を通過するような制約条件を加えたアルゴリズムを用いて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである

サンプリングレート変換装置。

- [36] 上記重みつき近似は、任意の周波数点を通過するレムズ交換 (Remez Exchange) アルゴリズムを用いて、所望の特性に対して行う

請求項35記載のサンプリングレート変換装置。

- [37] 入力サンプリング周波数が出力サンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項35記載のサンプリングレート変換装置。

- [38] 入力のスAMPLING周波数が出力のスAMPLING周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む
請求項35記載のスAMPLINGレート変換装置。
- [39] 上記セレクトは、少なくとも線形補間の係数、ポリフェーズの係数セットの番号、入力サンプル数が求められるカウントを含む
請求項35記載のスAMPLINGレート変換装置。
- [40] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、
出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択するためのセレクトと、
必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、
を有し、
上記FIRフィルタは、
インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、
上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである
スAMPLINGレート変換装置。
- [41] 上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより得られたイコライザの振幅特性に基づいて設定されている
請求項40記載のスAMPLINGレート変換装置。
- [42] 上記重みつき近似は、任意の周波数点を通過し、かつ、プリフィルタの周波数応答を考慮したレムズ交換(Remez Exchange)アルゴリズムを用いて、所望の特性に対し

て行う

請求項40記載のサンプリングレート変換装置。

- [43] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より低い場合に、エイリアジング成分が発生し、折り返しが生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項40記載のサンプリングレート変換装置。

- [44] 入力のサンプリング周波数が出力のサンプリング周波数より高い場合に、イメージング成分が発生し、オリジナルにない周波数成分が生じることを防止する低域通過フィルタを含む

請求項40記載のサンプリングレート変換装置。

- [45] 上記セレクトは、少なくとも線形補間の係数、ポリフェーズの係数セットの番号、入力サンプル数が求められるカウントを含む

請求項40記載のサンプリングレート変換装置。

- [46] サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍する第1ステップと、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタを含む畳み込み演算部により、サンプリング周波数を U 倍された信号に対して所定の畳み込み演算を行う第2ステップと、

上記演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第3ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタのフィルタ係数を、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する

サンプリングレート変換方法。

- [47] サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍する第1ステップと、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっているFIRフィルタを含む畳み込み演算部により、サンプリング周波数を U 倍された

信号に対して所定の畳み込み演算を行う第2ステップと、

上記演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第3ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタのフィルタ係数を、任意の周波数点を通過するような制約条件を加えたアルゴリズムを用いて、所望の特性に対して重みつき近似を算出する

サンプリングレート変換方法。

- [48] サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍する第1ステップと、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタを含む畳み込み演算部により、サンプリング周波数を U 倍された信号に対して所定の畳み込み演算を行う第2ステップと、

上記演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第3ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタのフィルタ係数を、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する

サンプリングレート変換方法。

- [49] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含む複数の畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第1ステップと、

対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする第2ステップと、

上記サンプリング周波数が U 倍された複数の信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する第3ステップと、

上記第3ステップによる信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値

を線形補間から求める第4ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数を、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する

サンプリングレート変換方法。

- [50] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含む複数の畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第1ステップと、

対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする第2ステップと、

上記サンプリング周波数が U 倍された複数の信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する第3ステップと、

上記第3ステップによる信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第4ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数を、任意の周波数点を通過するような制約条件を加えたアルゴリズムを用いて、所望の特性に対して重みつき近似を算出する

サンプリングレート変換方法。

- [51] 所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含む複数の畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第1ステップと、

対応する上記畳み込み演算部の出力信号間にU-1の零点を挿入に、サンプリング周波数をU倍にする第2ステップと、

上記サンプリング周波数がU倍された複数の信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する第3ステップと、

上記第3ステップによる信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める第4ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記FIRフィルタのフィルタ係数を、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する

サンプリングレート変換方法。

[52] 出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択する第1ステップと、

所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含む畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第2ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数を、上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する

サンプリングレート変換方法。

- [53] 出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択する第1ステップと、

所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含む畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第2ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数を、任意の周波数点を通過するような制約条件を加えたアルゴリズムを用いて、所望の特性に対して重みつき近似を算出する

サンプリングレート変換方法。

- [54] 出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択する第1ステップと、

所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含む畳み込み演算部により、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う第2ステップと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数を、通過させたい周波数点および上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより算出する

サンプリングレート変換方法。

- [55] サンプリングレート変換装置を含むオーディオ装置であって、

上記サンプリングレート変換装置は、

サンプル信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にするアッ

プサンブラと、

FIRフィルタを含み、上記アップサンブラの出力信号に対して所定の畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、

上記畳み込み演算部の演算結果に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、

を有し、

上記畳み込み演算部のFIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および／または上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されている

オーディオ装置。

[56] サンプリングレート変換装置を含むオーディオ装置であって、

上記サンプリングレート変換装置は、

所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解したポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と当該ポリフェーズに分解されたポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う複数の畳み込み演算部と、

対応する上記畳み込み演算部の出力信号間に $U-1$ の零点を挿入に、サンプリング周波数を U 倍にする複数のアップサンブラと、

上記複数のアップサンブラの出力信号の伝播時間を調整して全ての信号を加算した信号を生成する加算手段と、

上記加算手段による信号に対して2点のサンプルを選び出し、必要な位置の値を線形補間から求める線形補間ブロックと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数

となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および／または上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである

オーディオ装置。

- [57] サンプリグレート変換装置を含むオーディオ装置であって、
上記サンプリグレート変換装置は、

所定のFIRフィルタをポリフェーズ分解した異なるフィルタ係数を設定可能なポリフェーズフィルタを含み、入力されたサンプル信号と選択された係数のポリフェーズフィルタとの畳み込み演算を行う畳み込み演算部と、

出力サンプルに必要な2点のサンプルを選び出し、対応するポリフェーズフィルタの係数を選択するセクタと、

を有し、

上記FIRフィルタは、

インパルス応答が有限時間長で表され、当該インパルス応答がフィルタ係数となっており、伝達関数 $H(z)$ がプリフィルタの伝達関数 $Z(z)$ に関連付けられているFIRフィルタであって、

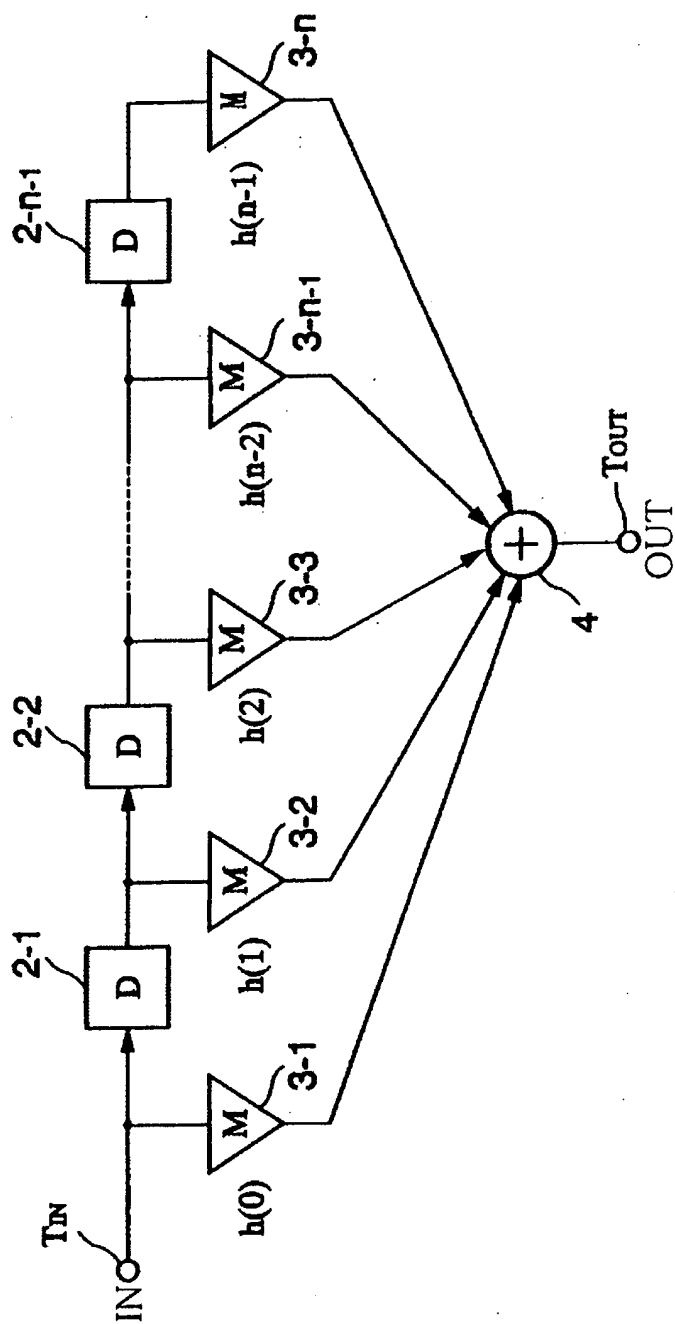
上記フィルタ係数が、通過させたい周波数点および／または上記プリフィルタの周波数応答に関連付けて、所望の特性に対して重みつき近似を行うことにより設定されたFIRフィルタである

オーディオ装置。

[図1]

FIG. 1

1



[図2]

FIG. 2A

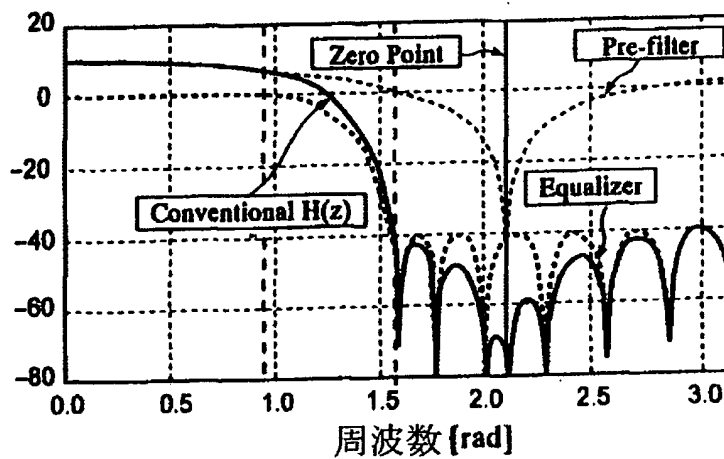
 $20 \log|H(e^{j\omega})|[\text{dB}]$ 

FIG. 2B

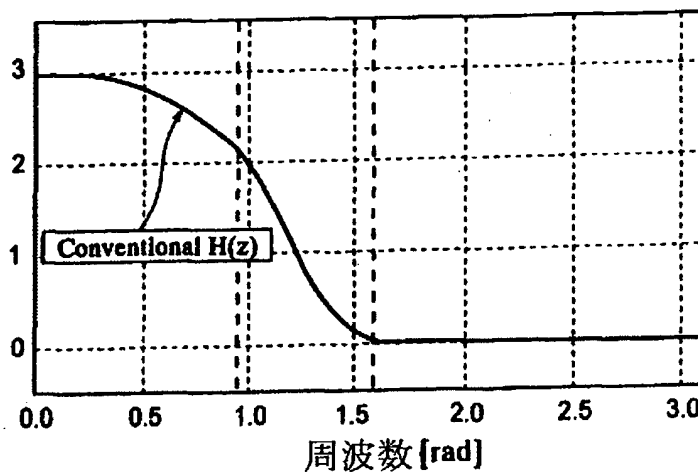
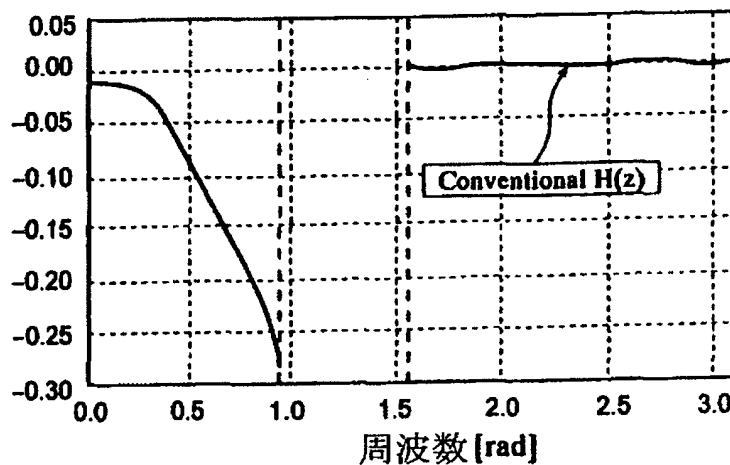
 $H(e^{j\omega})$ 

FIG. 2C

 $D(e^{j\omega})-H(e^{j\omega})$ 

[図3]

FIG. 3A

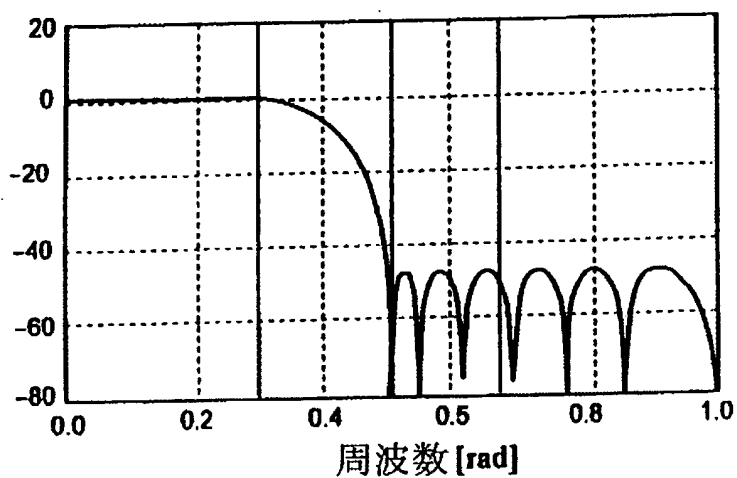
 $20 \log|H(e^{j\omega})|[\text{dB}]$ 

FIG. 3B

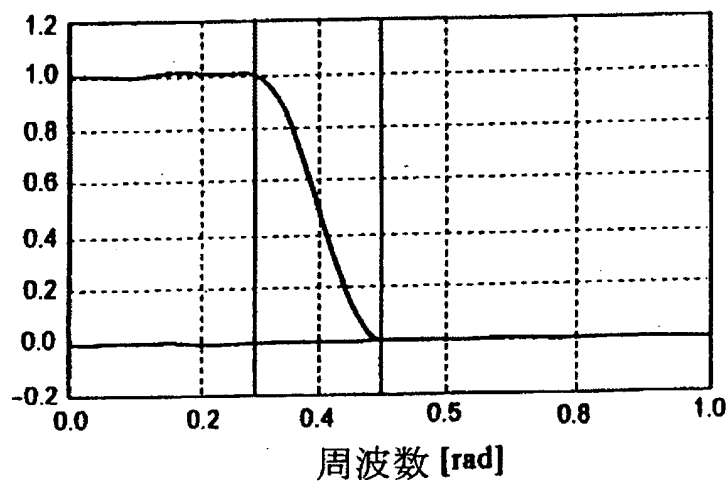
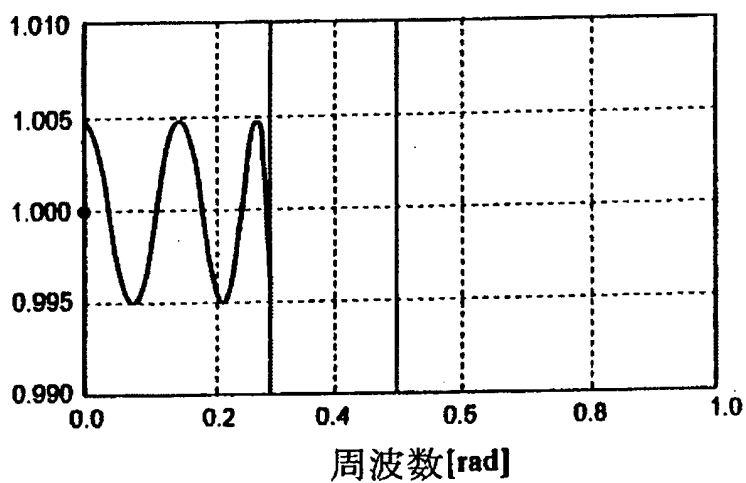
 $H(e^{j\omega})$ 

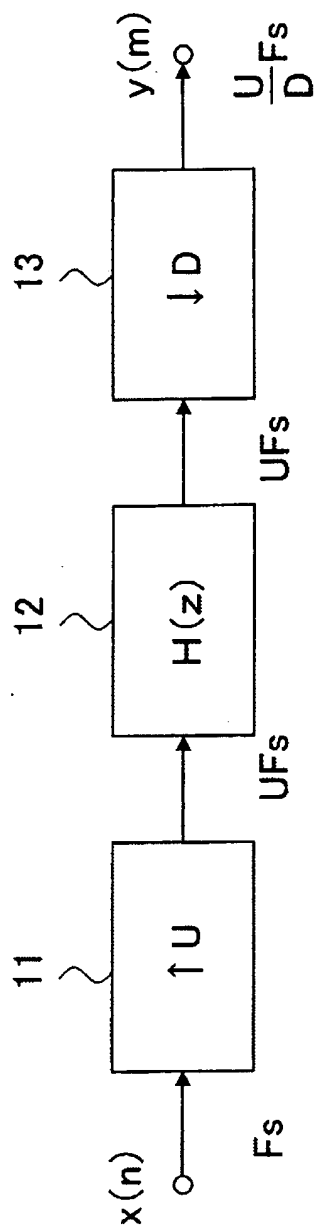
FIG. 3C

 $H(e^{j\omega})$ 

[図4]

FIG. 4

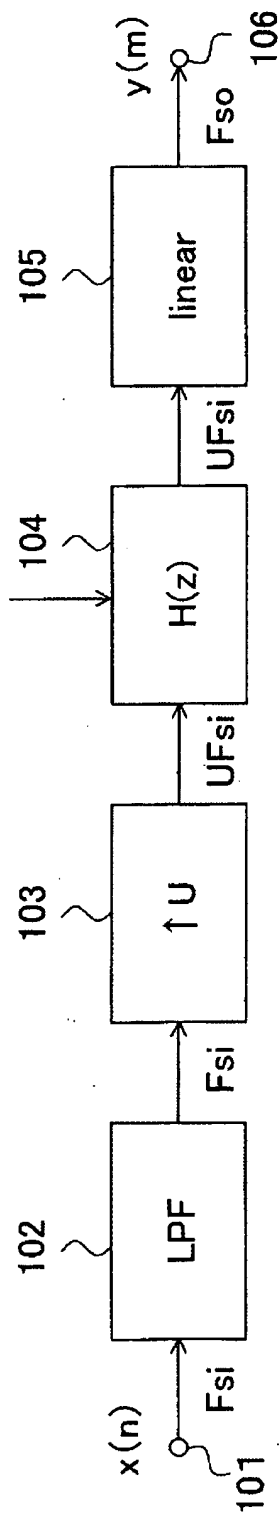
10



[図5]

FIG. 5

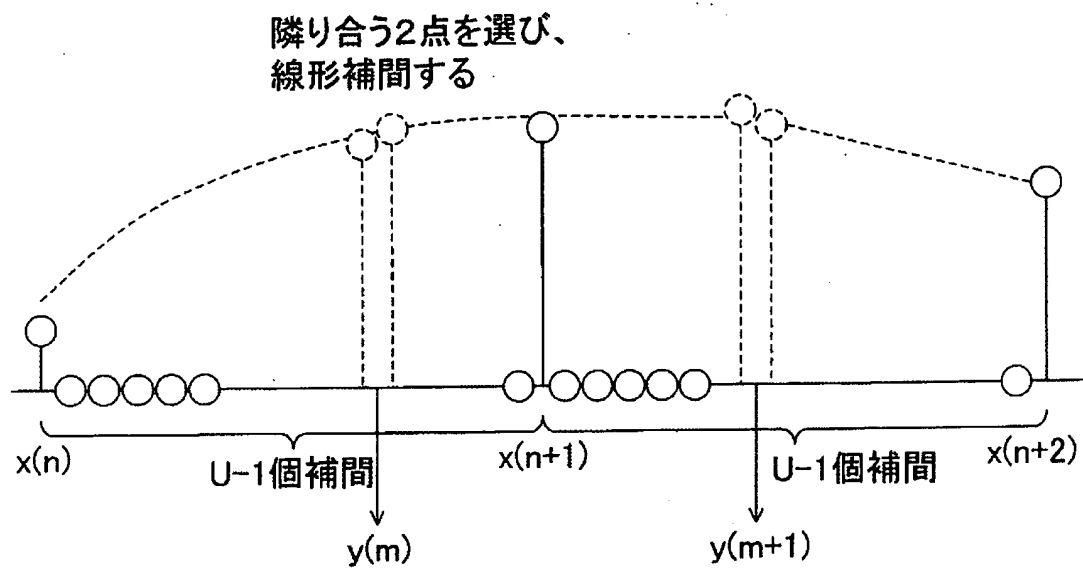
100



$$F_{so} < F_{si}$$

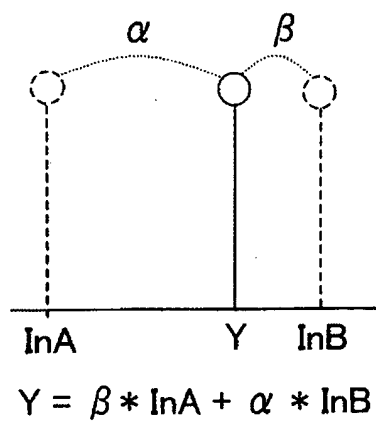
[図6]

FIG. 6



[図7]

FIG. 7



線形補間

[図8]

FIG. 8A

場合1: 奇数タップ、偶対称
対称の中心

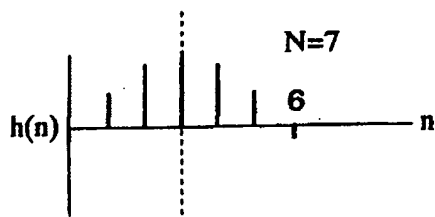


FIG. 8B

場合2: 偶数タップ、偶対称
対称の中心

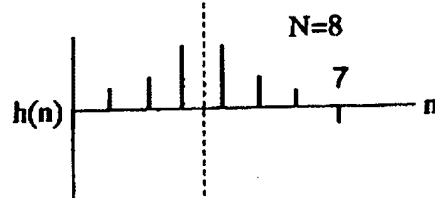


FIG. 8C

場合3: 奇数タップ、奇対称
対称の中心

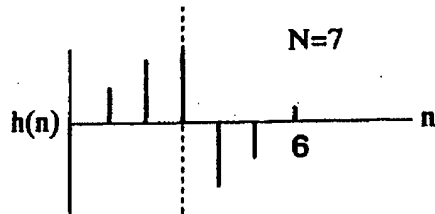
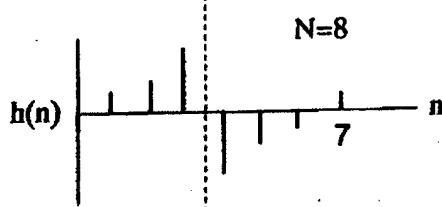


FIG. 8D

場合4: 偶数タップ、奇対称
対称の中心



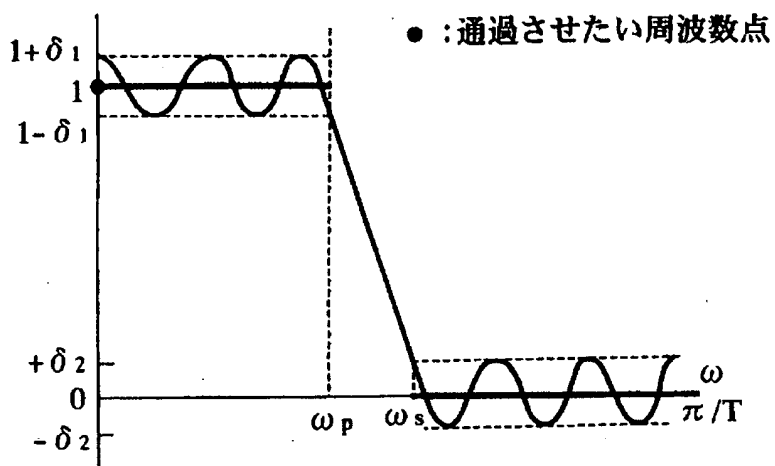
[図9]

FIG. 9

場合	$Q(e^{j\omega})$	R
1	1	$(L-1)/2+1-2 \times N_p$
2	$\cos(\omega/2)$	$L/2-1+1-2 \times N_p$
3	$\sin(\omega)$	$(L-3)/2+1-2 \times N_p$
4	$\sin(\omega/2)$	$L/2-1+1-2 \times N_p$

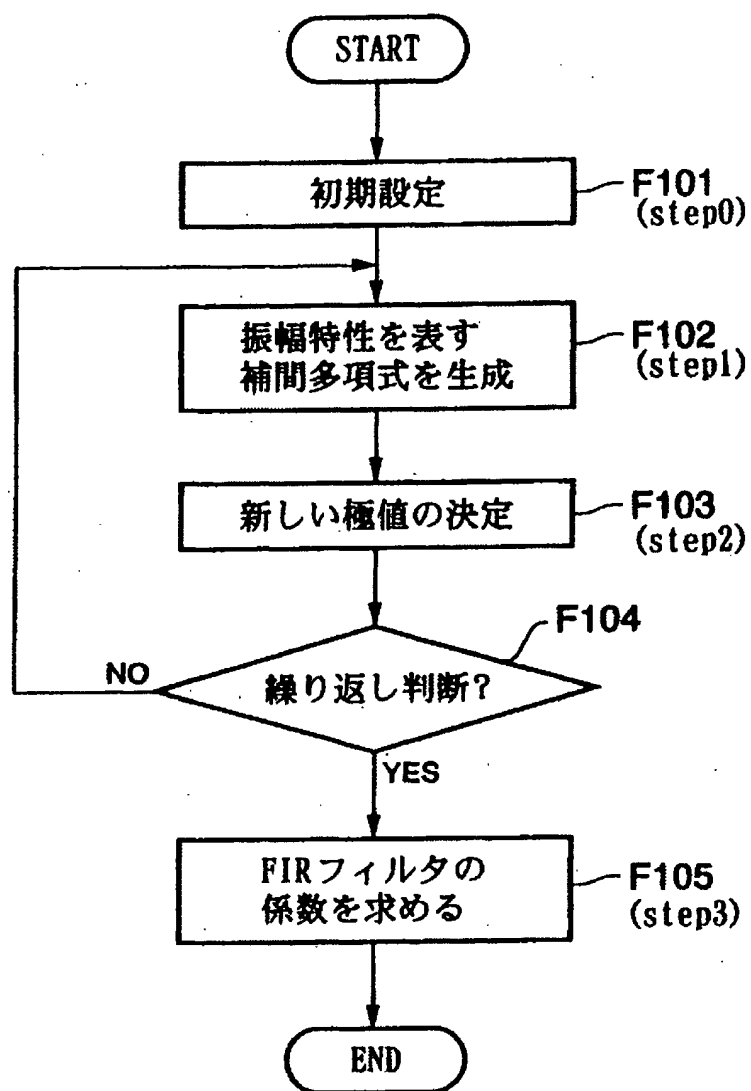
[図10]

FIG. 10



[図11]

FIG. 11



[図12]

FIG. 12A

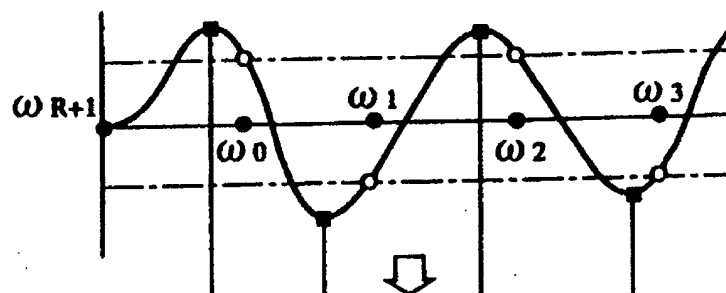


FIG. 12B

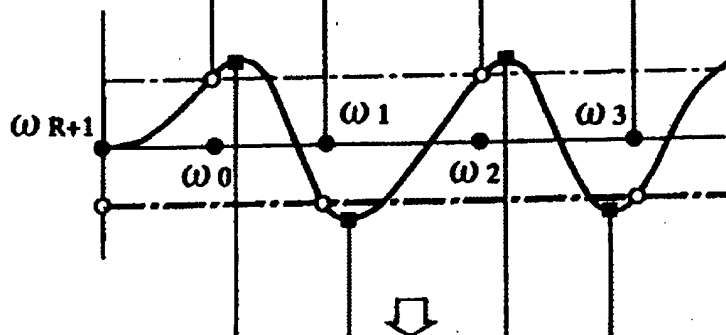
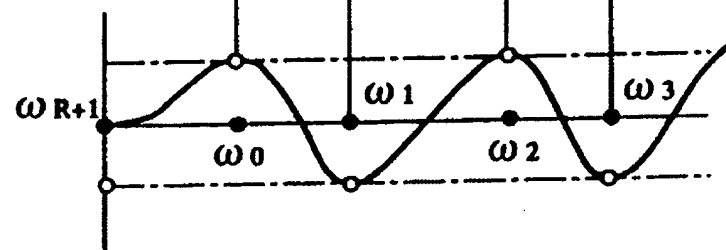


FIG. 12C



[図13]

FIG. 13A

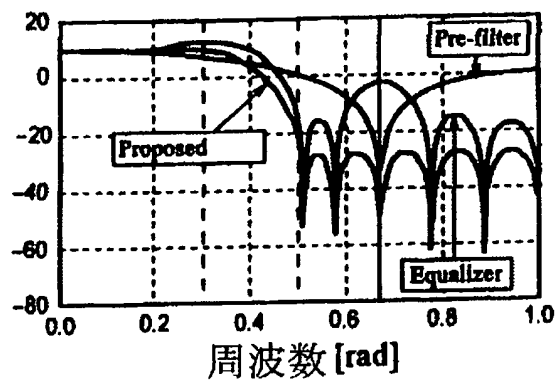
 $20 \log|H(e^{j\omega})|[\text{dB}]$ 

FIG. 13B

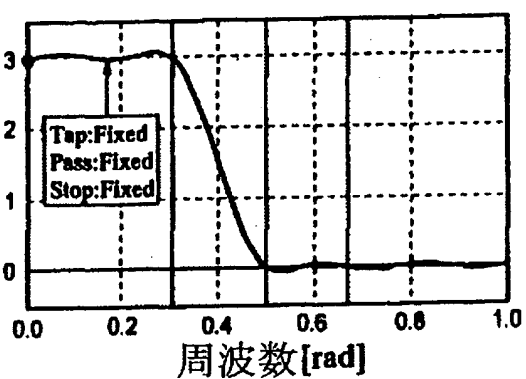
 $H(e^{j\omega})$ 

FIG. 13C

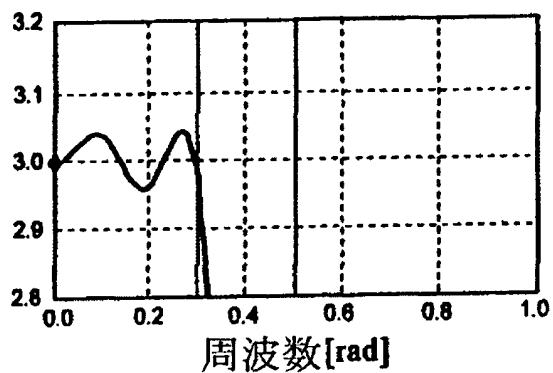
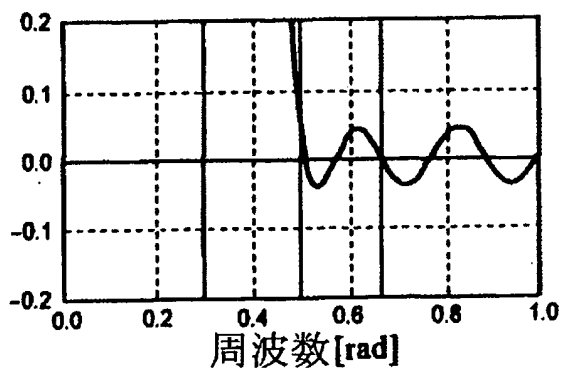
 $H(e^{j\omega})$ 

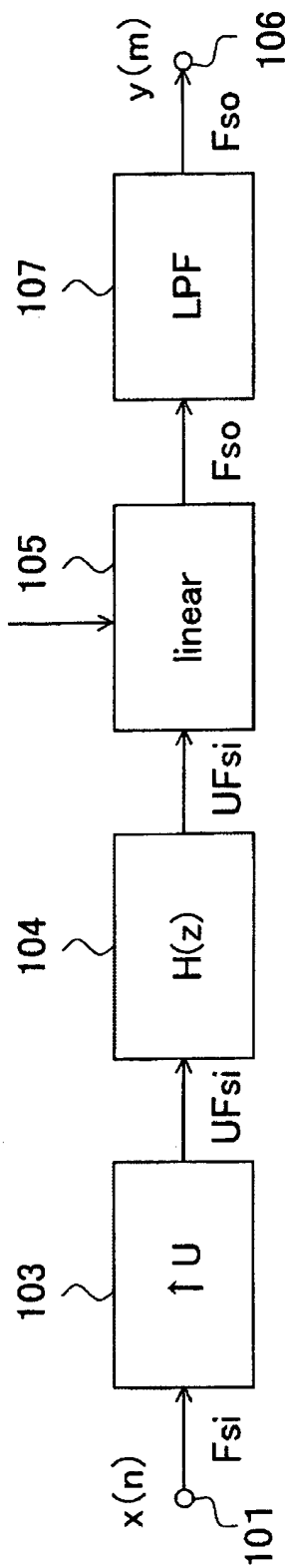
FIG. 13D

 $H(e^{j\omega})$ 

[図14]

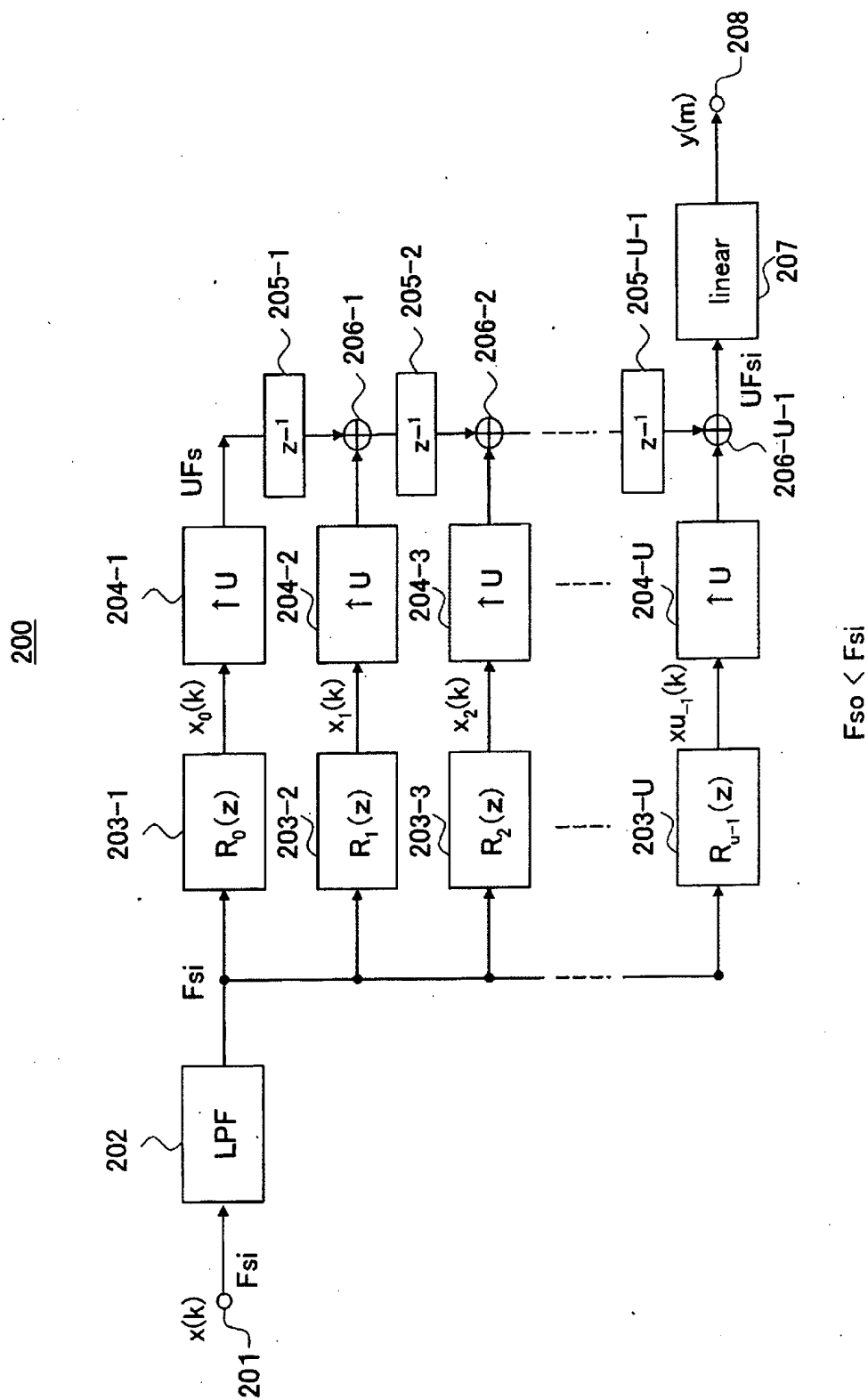
FIG. 14

100A



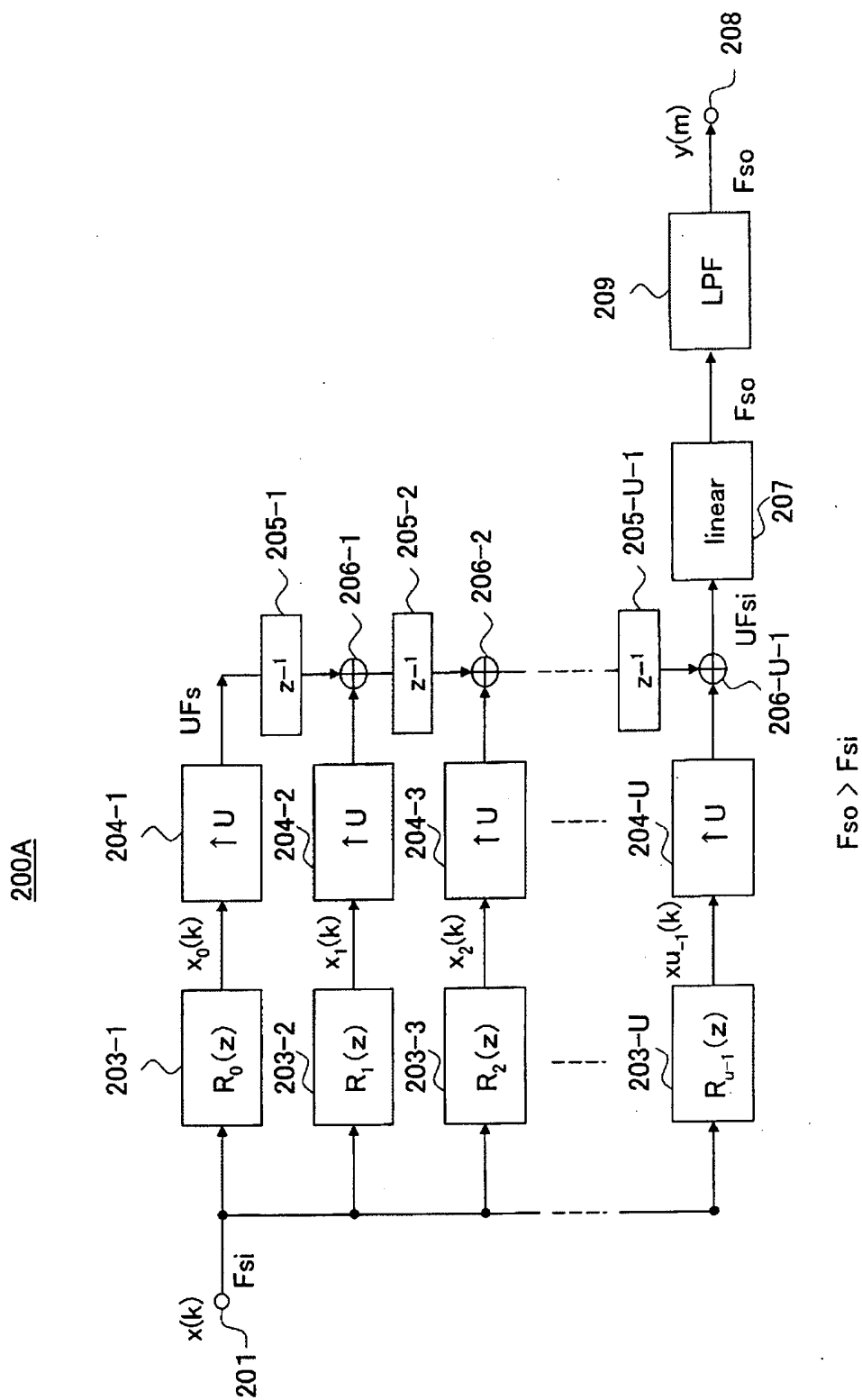
[図15]

FIG. 15



[図16]

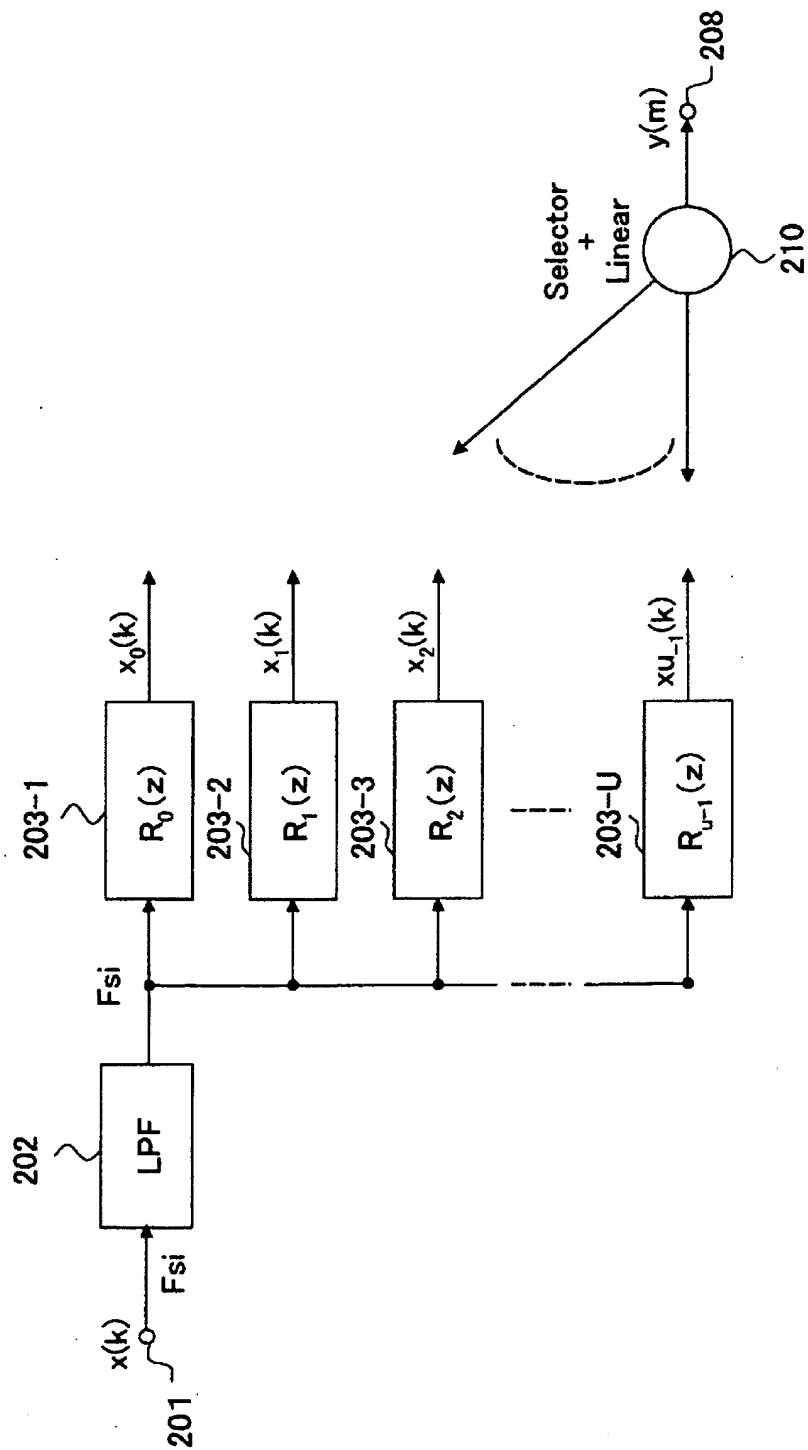
FIG. 16



[図17]

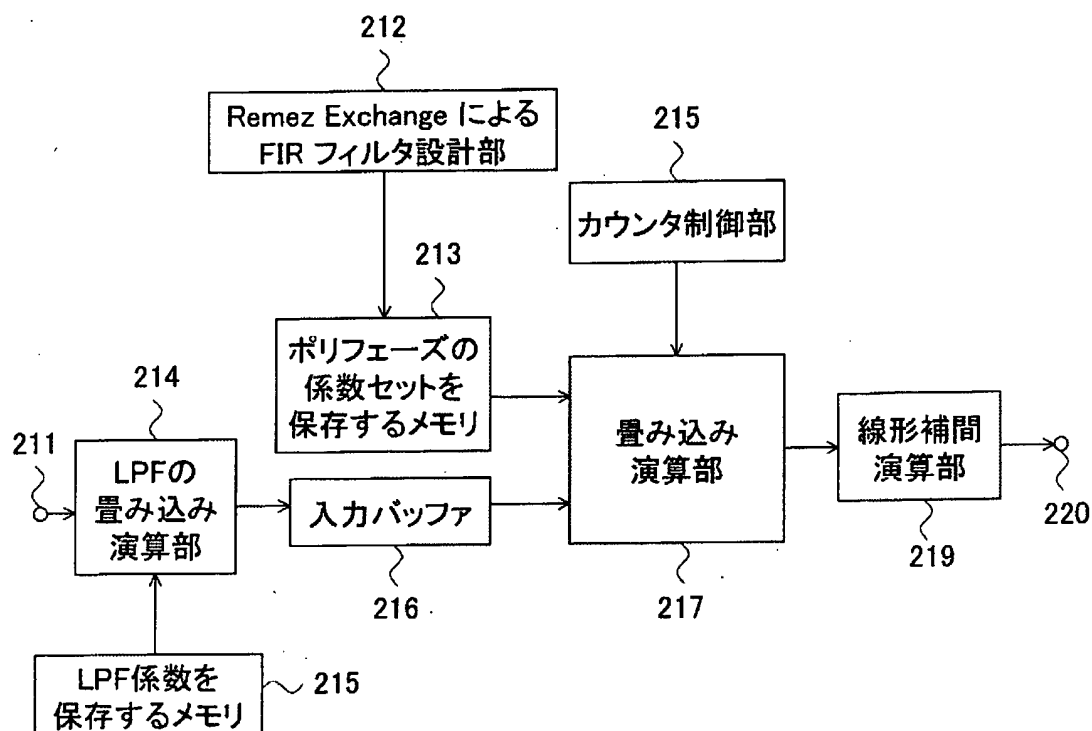
FIG. 17

200B



[図18]

FIG. 18

200C

[図19]

FIG. 19

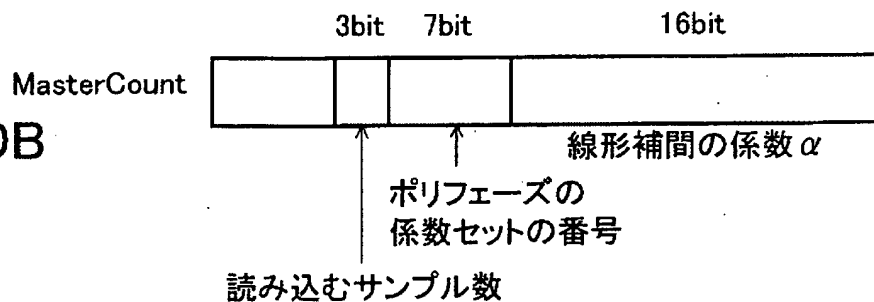
変 数	型	説 明
MasterCount	int	線形補間の動作を決める Master Count
Count1000	int	Master Counter に加算する小数点以下のCounter
CountAdd	int	Master Counter に加算する整数部の加算値
CountAmari	int	Count1000に加算する小数点以下の余りの加算値

[図20]

FIG. 20A

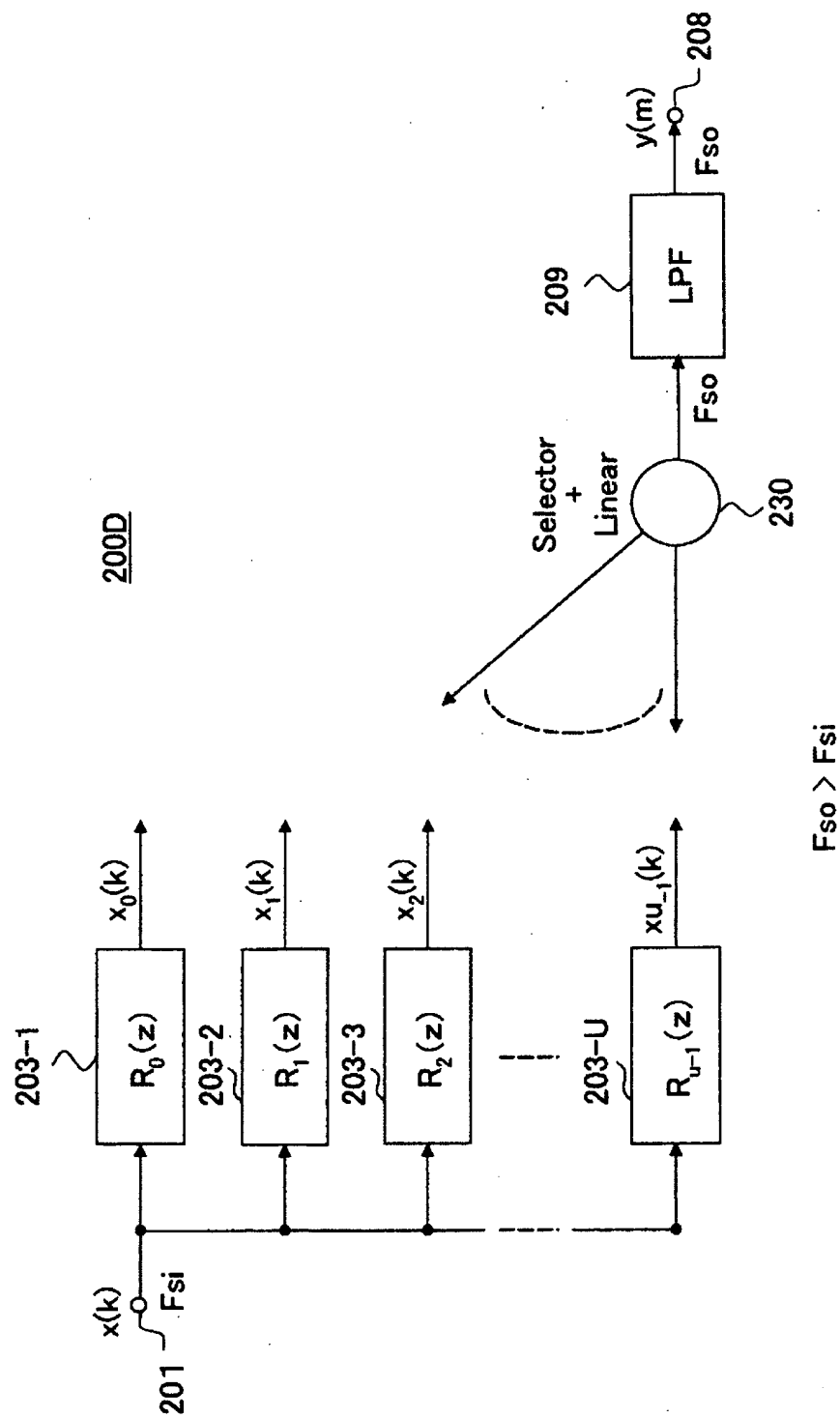
ビット	説 明
[15:0]	線形補間の係数 α 値
[22:16]	ポリフェーズ係数セットの番号
[25:23]	読み込むサンプル数

FIG. 20B



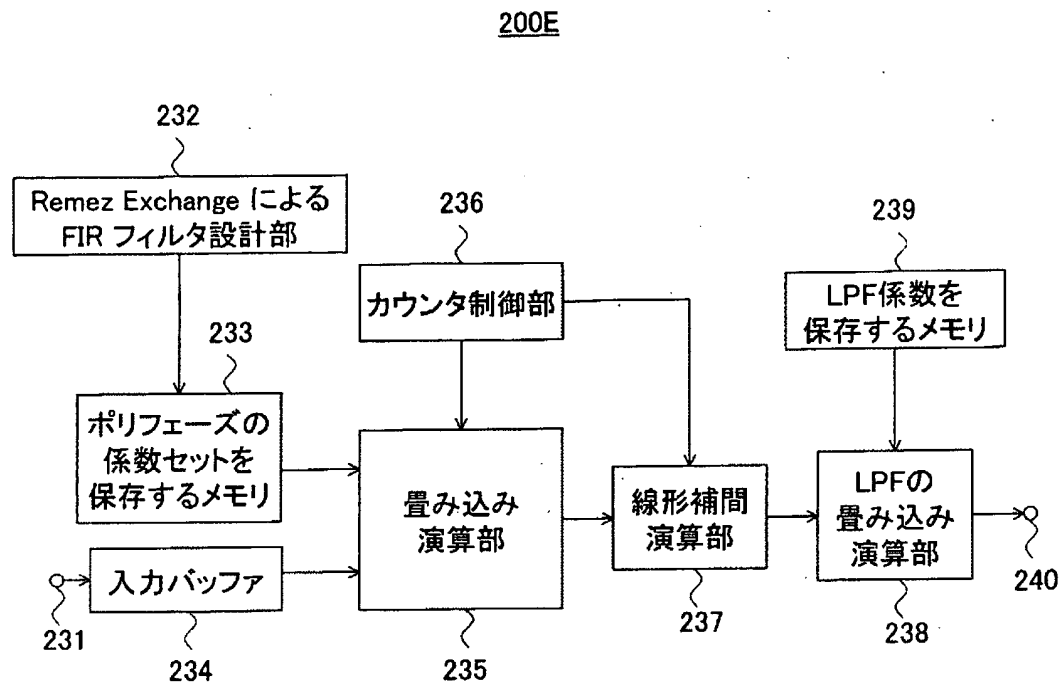
[図21]

FIG. 21



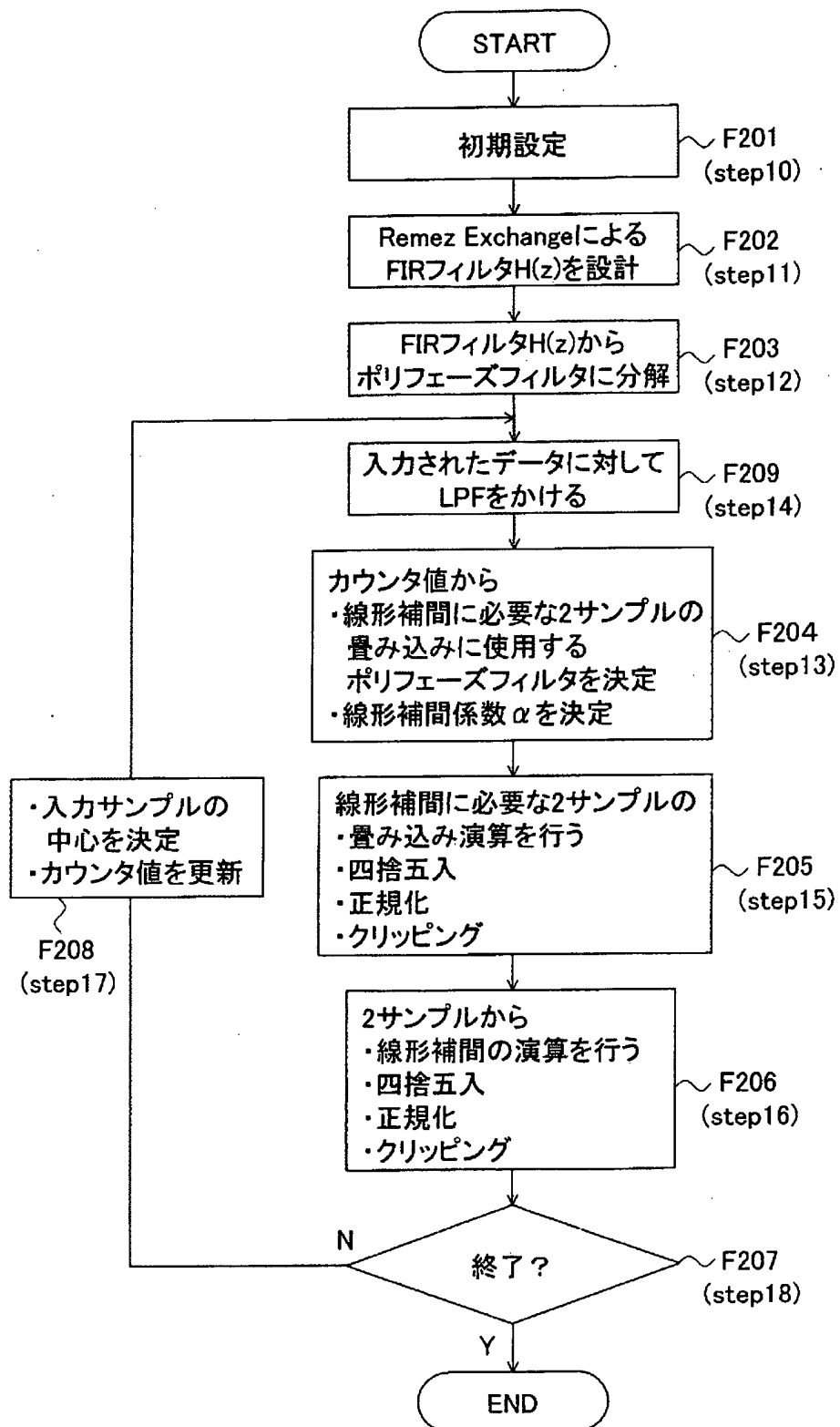
[図22]

FIG. 22



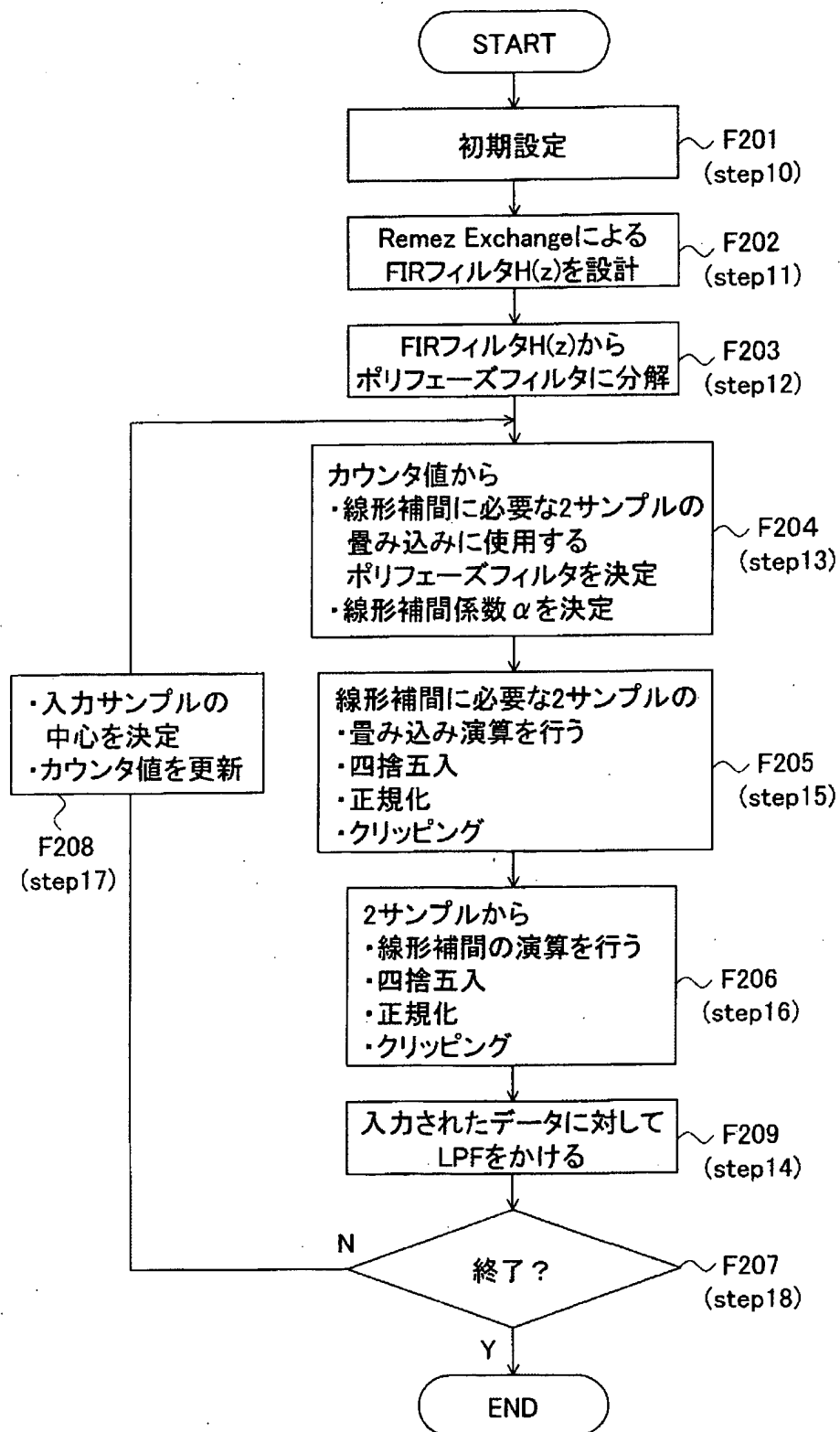
[図23]

FIG. 23



[図24]

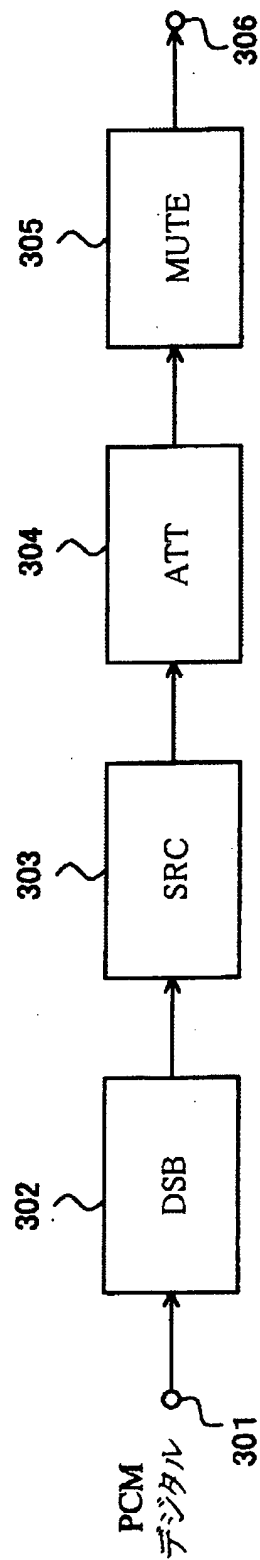
FIG. 24



[図25]

FIG. 25

300



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/000515

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ H03H17/00, H03H17/06, G10L13/00, G10L19/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁷ H03H17/00-17/08, G10L13/00, G10L19/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 6-120776 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 28 April, 1994 (28.04.94), Par. Nos. [0011] to [0020]; Fig. 1 (Family: none)	1-28,46-51, 55,56
Y	JP 2002-9591 A (Sony Corp.), 11 January, 2002 (11.01.02), Par. Nos. [0006] to [0021] (Family: none)	1-57
Y	JP 6-204797 A (The Grass Valley Group, Inc.), 22 July, 1994 (22.07.94), Par. No. [0010]; Fig. 3 & US 5274372 A & GB 2271905 A & DE 4336331 A1	4,8,13,18, 22,27,32

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
19 April, 2005 (19.04.05)Date of mailing of the international search report
17 May, 2005 (17.05.05)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/000515

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2002-368543 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 20 December, 2002 (20.12.02), Par. Nos. [0027] to [0039]; Fig. 1 (Family: none)	5, 9, 14, 19, 23, 28, 33
Y	JP 10-507891 A (Massachusetts Institute of Technology), 28 July, 1998 (28.07.98), Page 20, lines 3 to 15; Fig. 4 & US 5568142 A & WO 1996/013097 A1	15-28, 49-51, 56
Y	JP 5-327409 A (Sony Corp.), 10 December, 1993 (10.12.93), Par. Nos. [0012] to [0028]; Figs. 1, 3 (Family: none)	29-45, 52-54, 57
Y	JP 7-221598 A (Sony Corp.), 18 August, 1995 (18.08.95), Par. Nos. [0034] to [0052]; Figs. 3, 4 & US 5617088 A & EP 0971351 A2	34, 39, 45

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
 Int.Cl.⁷ H03H17/00, H03H17/06, G10L13/00, G10L19/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.⁷ H03H17/00-17/08, G10L13/00, G10L19/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2005年
日本国実用新案登録公報	1996-2005年
日本国登録実用新案公報	1994-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P 6-120776 A (松下電器産業株式会社) 1994. 04. 28, 段落【0011】～【0020】、【図1】(ファミリーなし)	1-28, 46-51, 55, 56
Y	J P 2002-9591 A (ソニー株式会社) 2002. 01. 11, 段落【0006】～【0021】(ファミリーなし)	1-57

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

19. 04. 2005

国際調査報告の発送日

17. 5. 2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号 100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

東 昌秋

5W 3139

電話番号 03-3581-1101 内線 3576

C (続き) 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 6-204797 A (ザ・グラス・バレー・グループ・インコーポレイテッド) 1994. 07. 22, 段落【0010】、【図3】 & US 5274372 A & GB 2271905 A & DE 4336331 A1	4, 8, 13, 18, 22, 27, 32
Y	JP 2002-368543 A (日本電信電話株式会社) 2002. 12. 20, 段落【0027】～【0039】、【図1】 (ファミリーなし)	5, 9, 14, 19, 23, 28, 33
Y	JP 10-507891 A (マサチューセッツ・インスティテュート・オブ・テクノロジー) 1998. 07. 28, 第20頁第3行～第15行、【図4】 & US 5568142 A & WO 1996/013097 A1	15-28, 49-51, 56
Y	JP 5-327409 A (ソニー株式会社) 1993. 12. 10, 段落【0012】～【0028】、【図1】、【図3】 (ファミリーなし)	29-45, 52-54, 57
Y	JP 7-221598 A (ソニー株式会社) 1995. 08. 18, 段落【0034】～【0052】、【図3】、【図4】 & US 5617088 A & EP 0971351 A2	34, 39, 45